

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ
สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

นายทศพร ณรงค์ฤทธิ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2552

**HARMONIC ELIMINATION USING ACTIVE POWER
FILTER FOR BALANCED THREE-PHASE
POWER SYSTEM**

Tosaporn Narongrit

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2009**

การกำจัดสารมอนิควัวยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการ
ศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.กิตติ อัครกิจมงคล)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปิงานงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วรพจน์ จำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ : การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้า
กำลังสามเฟสสมดุล (HARMONIC ELIMINATION USING ACTIVE POWER FILTER
FOR BALANCED THREE-PHASE POWER SYSTEM) อาจารย์ที่ปรึกษา :
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์, 199 หน้า

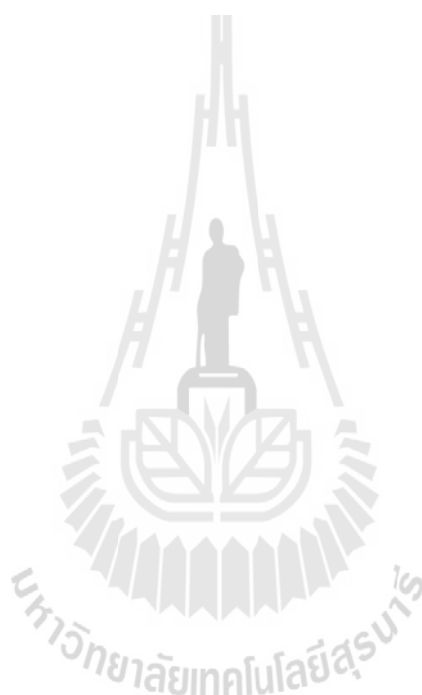
งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง การควบคุมการฉีดกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีสเตตอริชีส การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี ได้แก่ วิธีการค้นหาแบบจินเนตอัลกอริทึม (GA) วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (ATS) และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค (PSO) ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักภายหลังการชดเชยมีค่าลดลง และมีค่า %THD อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบฟิวส์ที่ใช้งานร่วมกับการตรวจจับฮาร์มอนิกวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง งานวิจัยวิทยานิพนธ์มีการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกทั้งหมด 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ (SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (DQF) โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ซึ่งผลการเปรียบเทียบพบว่าวิธีฟูรีเยร์ดีคิวมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าอีกสามวิธีที่เหลือ ในขณะที่วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งและวิธีการตรวจจับซิงโครไนส์สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยให้มีค่าเท่ากับ 1 นอกจากนี้งานวิจัยวิทยานิพนธ์มีการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdspTM F2812 สำหรับการใช้งานจริง โดยผลการทดสอบทางปฏิบัติพบว่ารูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการทดสอบที่ได้จากการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยด้วยฮอสซิลโลสโคปมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้นและมีค่า %THD อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std.519-1992 ด้วยเช่นกัน

TOSAPORN NARONGRIT : HARMONIC ELIMINATION USING
ACTIVE POWER FILTER FOR BALANCED THREE-PHASE POWER
SYSTEM. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. KONGPOL AREERAK,
Ph.D., 199 PP.

HARMONIC ELIMINATION USING ACTIVE POWER FILTER FOR BALANCED THREE-PHASE POWER SYSTEM

The thesis presents the harmonic elimination using active power filter (APF) for balanced three-phase power systems. The instantaneous reactive power theory called PQ method is used for harmonic detection. The compensating current injection control uses a hysteresis method. The thesis also presents the active power filter design using artificial intelligent techniques such as genetic algorithm (GA), adaptive tabu search (ATS), and particle swarm optimization (PSO). The simulation results show that harmonic quantity of the source currents are reduced after compensation. Moreover, the %THD of these currents follows the IEEE std. 519-1992. The PI controller is used for the dc bus voltage control of active power filter cooperated with PQ harmonic detection method. In addition the comparison study of harmonic detection methods such as the instantaneous reactive power theory (PQ), the d-q axis (DQ), the synchronous detection (SD), and the d-q axis with Fourier (DQF) is shown in this thesis. The performance of harmonic detections and the power factor value after compensation are considered in the comparison. The simulation results show that the DQF method provides the best performance of harmonic detection compared with other methods. However, the PQ and SD methods can improve the system to achieve the unity power factor after compensation. The eZdspTM F2812 board is used to

implement the harmonic detection set with PQ method. For testing, load currents are measured from the real system, while the reference currents are calculated from eZdsp™ F2812 board. Both currents are subtracted using an oscilloscope. The results show that the source currents are nearly sinusoidal waveform after testing and %THD of these currents also follows the IEEE std. 519-1992.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2009

Student's Signature_____

Advisor's Signature_____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ บุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ที่ให้ความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งในด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย ดังต่อไปนี้

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ทั้งในด้านการศึกษา และการดำเนินชีวิต รวมถึงให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

รองศาสตราจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว อาจารย์ผู้สอนรายวิชาปัญญาประดิษฐ์สำหรับวิศวกร ที่ให้ความรู้ทางด้านวิชาการอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัยวิทยานิพนธ์

อาจารย์ ดร.กองพันธ์ อารีรักษ์ ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านวิชาการ และคำแนะนำสำหรับการใช้โปรแกรม

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณนายสุกกร วิสวัตรชนธร และนายชินพัฒน์ ชนะถาวรลักษณ์ ที่ให้ความรู้ และคำแนะนำในการใช้อุปกรณ์ทางไฟฟ้าต่าง ๆ

ขอขอบคุณวิศวกรและเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ครู อาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน และบุคคลที่สำคัญอย่างยิ่ง ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวทุกท่าน ที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และการดูแลส่งเสริมทางการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอดจนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเสมอมา

ทศพร ฌรังกฤทธิ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
สารบัญตาราง	ญ
สารบัญรูป	ฐ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของเบื้องต้น	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์	3
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน	5
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ	7
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสของวงจรรอก กำลังแอกทีฟ	11
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ	14
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอก กำลังแอกทีฟ	16

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.7	สรุป	18
3	ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิก	19
3.1	กล่าวนำ	19
3.2	นิยามของฮาร์มอนิก	19
3.3	ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม	20
3.4	ประเภทของฮาร์มอนิก	21
3.5	แหล่งกำเนิดฮาร์มอนิก	21
3.6	ผลกระทบของฮาร์มอนิก	22
3.7	วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกฮาร์มอนิก	24
3.8	มาตรฐานเกี่ยวกับฮาร์มอนิก	24
3.9	สรุป	27
4	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับ	
	วงจรกรองกำลังรีแอกทีฟ	28
4.1	กล่าวนำ	28
4.2	นิยามของทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	28
4.2.1	การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าจากแกนสามเฟสเป็นปริมาณ ไฟฟ้าที่อยู่บนแกน $\alpha\beta 0$	28
4.2.2	นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง	29
4.3	คุณสมบัติของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	32
4.4	ความหมายทางฟิสิกส์	33
4.5	ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	34
4.6	การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลัง รีแอกทีฟขณะหนึ่ง	37
4.6.1	ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก	38

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.6.2 การทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลัง แอกทีฟ	38
4.7 สรุป	46
5 การสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	48
5.1 กล่าวนำ	48
5.2 อุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันและกระแสไฟฟ้า	48
5.2.1 อุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า	48
5.2.2 อุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า	50
5.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิก ของกำลังแอกทีฟ	52
5.4 การ์ด DSP	55
5.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก	58
5.6 ซอฟต์แวร์โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลัง รีแอกทีฟขณะหนึ่งบนการ์ด DSP	62
5.7 ผลการทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง	64
5.8 สรุป	68
6 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์	70
6.1 กล่าวนำ	70
6.2 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแส ชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส	70
6.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round	73
6.4 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์	75
6.5 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม	79
6.5.1 หลักการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม	79

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.5.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	86
6.5.3	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบ เงินเนติกอัลกอริทึม	93
6.6	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบ ตามเชิงปรับตัว	94
6.6.1	หลักการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	94
6.6.2	การทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	98
6.6.3	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบ ตามเชิงปรับตัว	103
6.7	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบ การเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค	104
6.7.1	หลักการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค	104
6.7.2	การทดสอบค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของ กลุ่มอนุภาคสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	107
6.7.3	การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบ การเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค	111
6.8	ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปราย	112
6.9	สรุป	116
7	การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	117
7.1	กล่าวนำ	117
7.2	การควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้การ ตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	117
7.3	การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัลไฟตรง	118

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

7.4 การจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล	122
7.4.1 การจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรง ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ	122
7.4.2 การจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันไฟตรง ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ	125
7.5 สรุป	129
8 การเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก	130
8.1 กล่าวนำ	130
8.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว	130
8.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส	133
8.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว	135
8.5 การจำลองสถานการณ์และการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก	138
8.6 สรุป	143
9 สรุปและข้อเสนอแนะ	144
9.1 สรุป	144
9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต	146
รายการอ้างอิง	147
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎี กำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	153
ภาคผนวก ข. การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟสำหรับระบบใหม่	163
ภาคผนวก ค. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	169
ประวัติผู้เขียน	199

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน	6
2.2 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน	7
2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ	8
2.4 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก	11
2.5 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจร รอกำลังแอกทีฟ	12
2.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวิธีการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับ วงจรรอกำลังแอกทีฟ	14
2.7 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุม กระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส	15
2.8 การเปรียบเทียบหลักการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยวิธีต่าง ๆ	16
2.9 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอก กำลังแอกทีฟ	16
2.10 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละชนิดตัวควบคุมสำหรับใช้ควบคุม ค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ	18
3.1 จัดจำกัดค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิก	25
3.2 จัดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกลำดับเลขคี่สำหรับระบบ จำหน่ายทั่วไป (แรงดัน 120 V ถึง 69 kV)	25
3.3 จัดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกลำดับเลขคี่สำหรับระบบ ส่งจ่ายทั่วไป (แรงดัน 69,001 V ถึง 161 kV)	26
3.4 จัดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกลำดับเลขคี่สำหรับระบบ ส่งจ่ายทั่วไป (แรงดัน > 161 kV)	26
4.1 การระบุค่า p_L^* และ q_L^* ตามเงื่อนไขวัตถุประสงค์การชดเชย	35

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.2	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านสูงและวงจรผ่านต่ำชนิด บัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 1 ถึงอันดับที่ 3 40
4.3	ค่า THD_{av} จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิก ของกำลังแอกทีฟโดยใช้วงจรกรองผ่านสูง 41
4.4	ค่า THD_{av} จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์โมนิก ของกำลังแอกทีฟโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ 42
4.5	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก 46
5.1	รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P5 และ P9 ใน eZdsp™ F2812 56
5.2	รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P4 และ P8 ใน eZdsp™ F2812 57
5.3	รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P7 ใน eZdsp™ F2812 58
5.4	การเชื่อมต่อขาที่ 11 และ 12 ของไอซี DAC712 ทั้งสี่ตัวกับการ์ด DSP 59
5.5	ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 1 60
5.6	ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 2 61
5.7	ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 3 61
5.8	ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 4 62
5.9	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส 68
6.1	ผลการทดสอบขนาดประชากร 87
6.2	ผลการทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ 88
6.3	ผลการทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์ 89
6.4	ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ 89
6.5	ผลการทดสอบวิธีการทำมิวเตชัน 91
6.6	ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม 91
6.7	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น 99
6.8	ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง 100
6.9	ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น 101

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.10 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี	102
6.11 ผลการทดสอบจำนวนอนุภาค	107
6.12 ผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p	109
6.13 ผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_g	110
6.14 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกรณีการออกแบบ วงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round วิธี GA วิธี ATS และวิธี PSO	115
8.1 เปรียบเทียบการตรวจจับสาร์โมนิกด้วยวิธี PQ วิธี DQ วิธี SD และวิธี DQF	143



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1 ไดอะแกรมแสดงจุดต่อร่วม (PCC) ตามมาตรฐาน IEEE std. 519-1992	24
4.1 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการแปลงแกนสามเฟสเป็นแกน $\alpha\beta 0$	29
4.2 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส	30
4.3 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลัง รีแอกทีฟขณะหนึ่ง.....	36
4.4 ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก.....	37
4.5 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ที่สร้างขึ้นจากชุดบล็อก simulink ในโปรแกรม MATLAB.....	39
4.6 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง	40
4.7 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ	40
4.8 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง	43
4.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ	44
4.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูง แยกปริมาณฮาร์มอนิก	44
4.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำ แยกปริมาณฮาร์มอนิก	45
5.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้สำหรับตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า กระแสสลับ	49
5.2 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า	49
5.3 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้อนแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า	50
5.4 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า	51
5.5 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้อนแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดกระแสไฟฟ้า	52
5.6 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 แบบ unity-gain Sallen-Key	53
5.7 วงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 3 ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz	55

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

5.8 การจัดเรียงพินของช่องสัญญาณวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลของการ์ด DSP รุ่น eZdsp TM F2812	55
5.9 การจัดเรียงพินพอร์ตไอโอของการ์ด DSP รุ่น eZdsp TM F2812	56
5.10 การเชื่อมต่อไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกกับพอร์ตไอโอของการ์ด DSP	59
5.11 แผนภูมิการโปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	63
5.12 ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	64
5.13 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิก	65
5.14 การทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	66
5.15 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส a	66
5.16 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส b	67
5.17 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส c	67
6.1 ระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ	71
6.2 โครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส	72
6.3 ลักษณะการควบคุมรูปคลื่นสัญญาณด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส	72
6.4 สเปกตรัมฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง	73
6.5 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอ้างอิงสำหรับชดเชย	74
6.6 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์	75
6.7 แผนภาพโปรแกรมการคำนวณของฟังก์ชันวัตถุประสงค์	78
6.8 จินเนติกอัลกอริทึม	79
6.9 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อ roulette	80
6.10 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา	81
6.11 การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว	82
6.12 การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด	82

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.13 การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย	83
6.14 การมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม.....	83
6.15 การมิวเตชันแบบเกาส์เซียน	84
6.16 ขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบจินเนติกอัลกอริทึม	84
6.17 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีจินเนติกอัลกอริทึม	94
6.18 การสุ่มค่าตอบเริ่มต้น S_0 ในพื้นที่ค้นหา	95
6.19 คำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหารอบ S_0	95
6.20 การกำหนดคำตอบรอบข้างที่ดีที่สุดเป็น S_{best}^{new}	96
6.21 การกำหนดให้ S_{best}^{new} เป็น S_{best}	96
6.22 การกำหนดให้ S_{best} เป็น S_0	97
6.23 การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	97
6.24 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	104
6.25 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ ของกลุ่มอนุภาค	112
6.26 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้ วิธีการของ Ingram and Round	113
6.27 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี GA	113
6.28 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี ATS	114
6.29 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี PSO	114
7.1 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่งที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ	118
7.2 โครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน	119
7.3 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอง กำลังแอกทีฟ	120

สารบัญรูป (ต่อ)

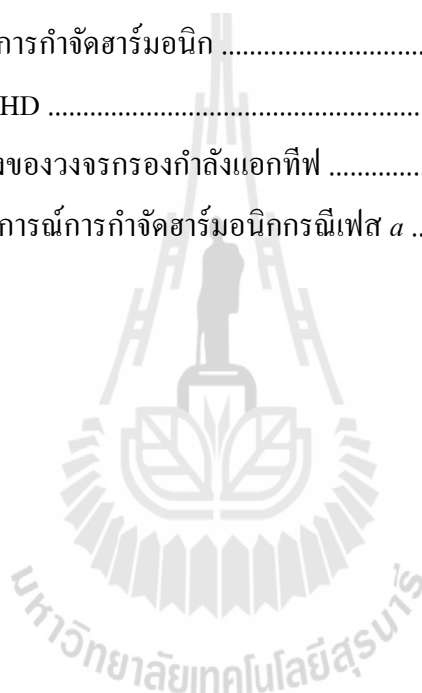
รูปที่	หน้า
7.4	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลั้ง
	แอกทีฟโดยประมาณค่ารากที่สองของ V_{dc}^2 ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ 120
7.5	ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดัน
	บัลไฟตรงของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟ 123
7.6	ค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟกรณีไม่มีการควบคุม 123
7.7	ขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบจินเนติกอัลกอริทึม 124
7.8	ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง
	ของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟ 125
7.9	ค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟกรณีมีการควบคุม 126
7.10	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส α กรณีมีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง 127
7.11	ค่า %THD หลังการชดเชย ที่ค่าแรงดันบัลไฟตรงต่าง ๆ 128
8.1	เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดบนแกนดีคิว 131
8.2	การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดีคิว 131
8.3	การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนควิคิว 132
8.4	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว 132
8.5	การแยกปริมาณมูลฐานออกจากปริมาณฮาร์มอนิกของค่าลั้งแอกทีฟ
	สามเฟส 134
8.6	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส 135
8.7	การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว 136
8.8	แผนภาพอธิบายการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} และ A_{0q} 137
8.9	ระบบสำหรับการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 139
8.10	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส α กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิก
	ด้วยวิธี PQ 140
8.11	ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส α กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิก
	ด้วยวิธี DQ 140

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

8.12 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี SD	141
8.13 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิก ด้วยวิธี DQF	141
ข.1 ระบบที่พิจารณาในการกำจัดฮาร์มอนิก	164
ข.2 การลู่เข้าของค่า %THD	165
ข.3 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกกำลังแยกทีฟ	167
ข.4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีเฟส a	168



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรม สำนักงาน และบ้านพักอาศัยต่าง ๆ ได้ต่อใช้โหลดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นเป็นจำนวนมาก ดังเช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ หลอดฟลูออเรสเซนต์ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ อุปกรณ์ที่มีการทำงานประเภทอาร์ค หม้อแปลงไฟฟ้า และเครื่องจักรกลไฟฟ้า เป็นต้น การใช้โหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวจะส่งผลให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังซึ่งฮาร์มอนิกเหล่านี้ถือว่าเป็นปัญหา หรือ “มลพิษ” ที่สำคัญอย่างหนึ่งทางไฟฟ้า เนื่องจากปัญหาดังกล่าวก่อให้เกิดผลเสียหลายประการ เช่น เกิดกำลังงานสูญเสียที่สายส่งและภายในตัวอุปกรณ์ไฟฟ้า ทำให้อุปกรณ์ป้องกันและมิเตอร์วัดไฟฟ้าทำงานผิดพลาด และทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ มีอายุการใช้งานสั้นลง เป็นต้น จากผลเสียดังกล่าวจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการแก้ไขปัญหาดังกล่าวให้หมดไปหรือลดน้อยลง เพื่อให้ระบบไฟฟ้ากำลังมีคุณภาพทางไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น การกำจัดฮาร์มอนิกที่นิยมใช้ในปัจจุบันมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน เช่น การใช้วงจรกรองกำลังพาสซีฟ การใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการใช้วงจรกรองกำลังไฮบริด แต่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นและพัฒนากำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิกสูง และมีความยืดหยุ่นต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ากำลังสูงกว่าการใช้วงจรกรองกำลังพาสซีฟ อีกทั้งยังไม่ประสบปัญหาจากสถานะเรโซแนนซ์อีกด้วย

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าด้านการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าการสร้างแบบจำลองของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ simulink บนโปรแกรม MATLAB

1.2.3 เพื่อทำการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งให้มีประสิทธิภาพการตรวจจับที่ดีขึ้น

1.2.4 เพื่อทำการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้น โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

1.2.5 เพื่อทำการออกแบบวิธีควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.2.6 เพื่อทำการเปรียบเทียบผลการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ (SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (DQF)

1.2.7 เพื่อสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง สำหรับการใช้งานจริง

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 การจำลองสถานการณ์ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ร่วมกับ simulink บน โปรแกรม MATLAB

1.3.2 การวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกมุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกเพียงอย่างเดียว

1.3.3 การวัดผลค่า %THD ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้มาตรฐาน IEEE std. 519-1992 เป็นเกณฑ์กำหนด

1.3.4 โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

1.3.5 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี คือ วิธีการค้นหาแบบจินเนติอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค กรณีวิธีจินเนติอัลกอริทึมใช้บล็อกเครื่องมือ (tool block) ของ โปรแกรม MATLAB

1.3.6 การออกแบบวิธีควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

1.3.7 ระบบที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์เป็นระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล

1.3.8 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ควบคุมการบิดกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลเท่านั้น

1.4.2 ผลการจำลองสถานการณ์ต้องอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

1.5.2 ได้โปรแกรมสำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิก

1.5.3 ได้วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่มีสมรรถนะการตรวจจับดีขึ้น

1.5.4 ได้องค์ความรู้ด้านการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส

1.5.5 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี ได้แก่ วิธีการค้นหาแบบจินเนตอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค

1.5.6 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบฟิว

1.5.7 ได้ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

1.5.8 ได้บทความวิจัยเผยแพร่ระดับชาติ และ นานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 9 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเกี่ยวกับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

บทที่ 3 อธิบายความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิก ได้แก่ นิยามของฮาร์มอนิก ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ประเภทของฮาร์มอนิก แหล่งกำเนิดฮาร์มอนิก และผลกระทบของฮาร์มอนิก รวมถึงการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวิธีการต่าง ๆ นอกจากนี้มีการนำเสนอข้อกำหนด และมาตรฐานของฮาร์มอนิกที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 4 อธิบายการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง นิยามคุณสมบัติ ความหมายทางฟิสิกส์ของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรองกาลังรีแอกทีฟ นอกจากนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บทที่ 5 นำเสนอการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกที่ได้รับการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกแล้วจากบทที่ 4 โดยใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

บทที่ 6 นำเสนอการออกแบบวงจรรองกาลังรีแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี คือ วิธีจินเนติกอัลกอริทึม (GA) วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (ATS) และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค (PSO) รวมถึงผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกาลังรีแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบในแต่ละวิธี

บทที่ 7 นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกาลังรีแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) และผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกรณีการควบคุมและไม่มีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงดังกล่าว

บทที่ 8 นำเสนอเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี คือ วิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ (SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (DQF) โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับตัวประกอบกาลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย

บทที่ 9 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 3 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดโค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งในส่วนของการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกในบทที่ 5 ภาคผนวก ข. แสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรรองกาลังรีแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรองกาลังรีแอกทีฟสำหรับระบบใหม่ และภาคผนวก ค. แสดงรายการบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์ ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับชาติและนานาชาติ และบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาติและนานาชาติ

บทที่ 2

ปรัทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบสมดุล ซึ่งในอดีตที่ผ่านมางานวิจัยดังกล่าวได้มีผู้ทำการวิจัยค้นคว้าและพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ด้วยเหตุนี้ในบทที่ 2 จึงเป็นการนำเสนอการสำรวจวรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งออกเป็น 5 หัวข้อ คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งแต่ละหัวข้อผู้วิจัยจะนำเสนอเรียงตามลำดับปีที่ตีพิมพ์ รวมถึงอธิบายสาระสำคัญของแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้การสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการต่าง ๆ ในแต่ละหัวข้อได้ถูกนำเสนอไว้ด้วยเช่นกัน

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นที่การปรับแก้กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบสมดุล ดังนั้นวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้สำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกจึงต้องเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Shunt Active Power Filter: SAPF) ซึ่งตามที่คุณวิจัยได้ทำการค้นคว้าพบว่าวงจรดังกล่าวมีโครงสร้างอยู่ 2 รูปแบบ คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) และชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI) โดยปรัทัศนัวรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟทั้งสองรูปแบบ แสดงได้ดังตารางที่ 2.1 จากปรัทัศนัวรรณกรรมงานวิจัยในตารางดังกล่าวสามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และชนิดแหล่งจ่ายกระแสได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1988	Hayashi, Sato, and Takahashi	นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
1999	Benchaita, Saadate, and Nia	นำเสนอการเปรียบเทียบโครงสร้างและคุณสมบัติของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน และวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งผลการเปรียบเทียบพบว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันมีความอ่อนตัวสูงกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
2000	Zhuo, Yang, Hu, and Wang	ใช้วงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส
2006	Zouidi, Fnaiech, and AL-Haddad	นำเสนอโครงสร้างของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสสามสาย และสามเฟสสี่สาย และได้เปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรดังกล่าวกับวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส โดยการเปรียบเทียบที่น่าสนใจ คือ ความไวในการตอบสนอง ความอ่อนตัวของวงรอกำลังงานสูญเสียต่าง ๆ และราคา โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันดีกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส ทั้งที่คุณสมบัติดังกล่าว
2007	Routimo, Salo, and Tuusa	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนานที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและแหล่งจ่ายกระแส โดยทดสอบกับโหลด 2 กรณี คือ กรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแทนด้วยวงจรเรียงกระแสที่มีโหลดความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และกรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแทนด้วยวงจรเรียงกระแสที่มีโหลดความต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ ซึ่งผลการทดสอบทั้งสองกรณีพบว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีกว่ากรณีที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

คุณสมบัติ	ชนิดของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน	
	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
1. ระบบไฟฟ้ากำลัง	สามเฟส	สามเฟส
2. แหล่งเก็บสะสมพลังงาน	ตัวเก็บประจุ	ตัวเหนี่ยวนำ
3. สัญญาณเอาต์พุตของวงจร และหลักการทำงาน	สัญญาณเอาต์พุตเป็นค่าแรงดันผ่านตัวเหนี่ยวนำเพื่อเปลี่ยนเป็นกระแสชดเชยชนิดเข้า ณ จุด PCC	สัญญาณเอาต์พุตเป็นกระแสชดเชยชนิดเข้า ณ จุด PCC โดยตรง
4. ความซับซ้อนในการควบคุม	ง่าย	ยาก
5. ความไวในการตอบสนองต่อการทำงาน	เร็ว	ปานกลาง
6. ความอ่อนตัวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า	ดี	ไม่ดี
7. กำลังงานสูญเสียต่าง ๆ	ปานกลาง	มาก
8. ประสิทธิภาพในการกำจัดฮาร์มอนิก	ดี	ดี
9. ราคา	ถูก	แพง

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ

วงจรรองกำลังแอกทีฟ

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟจำเป็นต้องมีการตรวจจับฮาร์มอนิกเพื่อสร้างกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งปัจจุบันมีวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกอยู่หลายวิธี และในแต่ละวิธีมีรูปแบบการคำนวณที่แตกต่างกัน ในหัวข้อนี้จึงนำเสนอวิธีที่สะดวกและเหมาะสมสำหรับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีต่าง ๆ ซึ่งได้ถูกนำเสนอมาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.3 จากตารางดังกล่าวและการค้นคว้าเพิ่มเติมของผู้วิจัยสามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1984	Akagi, Kanazawa, and Nabae	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) หรือวิธี PQ สำหรับคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย รวมถึง มีการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ โดยพิจารณาเฉพาะระบบไฟฟ้ากำลัง สามเฟสแบบสมดุล
1988	Takeda, Ikeda, Teramoto, and Aritsuka	ใช้อัลกอริทึมการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว (DQ axis) หรือ วิธี DQ ซึ่งเลือกการทำงานของวงจรกรองกำลัง แอกทีฟได้สามโหมด คือ กำจัดกระแสฮาร์มอนิก ชดเชยกำลัง รีแอกทีฟและกำจัดกระแสลำดับเฟสลบ (negative-phase current) นอกจากนี้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ สามารถเลือก ตรวจจับฮาร์มอนิกบางอันดับก็ได้
1994	Chen , Lin, and Huang	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส (synchronous detection) หรือวิธี SD สำหรับคำนวณหาค่ากระแส อ้างอิงสำหรับการชดเชย โดยพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส แบบไม่สมดุล
1994	Chen, Lin, and Huang	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส แบบค่ากระแสเท่ากัน สำหรับคำนวณหาค่ากระแสชดเชย โดยพิจารณาระบบสามเฟสที่ไม่สมดุล
1996	Peng and Lai	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ในรูปทั่วไป สำหรับการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการ ชดเชย และการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ
1998	Valouch, Lin, and Chen	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส สำหรับคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย และชดเชย ค่ากำลังรีแอกทีฟ โดยพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส แบบสมดุล

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2000	Chang and Chen	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกรอบอ้างอิงเฟส abc (a-b-c reference frame) สำหรับคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย โดยพิจารณาระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สาย
2000	Zhang, Yi, and He	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ_k ซึ่งเป็นวิธีที่พัฒนามาจากวิธี DQ โดยสามารถเลือกตรวจจับฮาร์มอนิกเฉพาะบางอันดับได้ (อันดับที่ k) จึงเหมาะสำหรับใช้ร่วมกับวงจรกรองกำลังไฮบริด
2000	Soares, Verdelho, and Marques	เปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกระหว่างวิธี PQ กับวิธีทฤษฎีกระแสแอกทีฟและกระแสรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous active and reactive current) โดยวิธีทฤษฎีกระแสแอกทีฟและรีแอกทีฟขณะหนึ่งให้ผลการระบุเอกลักษณ์ที่ดีกว่าในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักไม่เป็นไซน์
2001	EI-Habrouk and Darwish	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี sliding window Fourier analysis (วิธี SWFA) สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่ปรับการคำนวณให้เร็วกว่าวิธี FFT ปกติ โดยทำการคำนวณเพียงองค์ประกอบมูลฐานของกระแส จากนั้นจึงนำไปห้กลับกับค่ากระแสโหลดทั้งหมด ผลที่ได้คือ ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย
2004	Chen and Xie	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ กับวิธี DQ โดยทำการเปรียบเทียบทั้งหมด 4 ประเด็น คือ ผลของความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ผลของโหลดชนิดไม่สมดุล ความยากง่ายในการคำนวณของอัลกอริทึม และการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ ซึ่งผลการเปรียบเทียบในประเด็นที่ 1 และ 2 วิธี DQ ดีกว่าวิธี PQ ในขณะที่ประเด็นที่ 4 วิธี PQ ดีกว่าวิธี DQ และทั้งสองวิธีมีความยากง่ายในการคำนวณอัลกอริทึมใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับ
วงจรรอกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Hao, Cheng, and You	ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ สำหรับคำนวณหา ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย โดยพิจารณาเฉพาะระบบ ไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบสมดุลเท่านั้น
2006	Ozdemir, Ucar, Kesler M., and Kale	พัฒนาการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่งโดยใช้ ค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย เป็นอินพุตการคำนวณ
2007	Sujitjorn S., Areerak K-L., and Kulwora- wanichpong T.	นำเสนอการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสี่สาย แบบไม่สมดุล โดยผลการจำลองสถานการณ์มีการเปรียบเทียบ ประสิทธิภาพการตรวจจับฮาร์มอนิกกับอีก 2 วิธี คือ วิธี DQ และ วิธี SWFA ซึ่งวิธี DQF ให้ผลตรวจจับดีกว่าอีกสองวิธี และ สามารถปรับให้ระบบไฟฟ้าที่ไม่สมดุลก่อนการชดเชยให้อยู่ใน สถานะสมดุลหลังได้รับการชดเชยได้
2009	Abdelkhalek and Benachaiba	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วย วิธี PQ และวิธี SD โดยทำการทดสอบกับระบบไฟฟ้ากำลัง ที่ต่อเข้ากับโหลดสมดุล ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณี แรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ และกรณี แรงดันไฟฟ้าไม่เป็นไซน์บริสุทธิ์ ซึ่งผลการทดสอบพบว่ากรณี แรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเป็นไซน์บริสุทธิ์ ทั้งสองวิธีให้ผล การตรวจจับดีทั้งคู่ แต่ในกรณีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไม่ เป็นไซน์บริสุทธิ์ วิธี PQ ให้ผลการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่า วิธี SD

ตารางที่ 2.4 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

สภาวะโหลดของระบบ ไฟฟ้ากำลัง	วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก					
	วิธี PQ	วิธี DQ	วิธี SD	วิธี a-b-c ref. frame	วิธี SWFA	วิธี DQF
สมรรถนะในการตรวจจับฮาร์มอนิก						
1. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดสมดุล	ดี	ดี	ดี	ดี	ดีมาก	ดีมาก
2. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดไม่สมดุล	ดี	ดี	ไม่ดี	ดี	ดี	ดี
การชดเชยกำลังรีแอกทีฟหรือปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง						
1. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดสมดุล	ดีมาก	ดี	ดีมาก	ไม่ดี	ไม่ดี	ดี
2. ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่ต่อเข้ากับโหลดไม่สมดุล	ดีมาก	ดี	ไม่ดี	ไม่ดี	ไม่ดี	ดี
คุณสมบัติด้านการคำนวณ						
1. ความยุ่งยากซับซ้อนใน การคำนวณ	ปาน กลาง	ปาน กลาง	ปาน กลาง	ไม่ ซับซ้อน	ซับซ้อน	ซับซ้อน
2. ความเร็วในการคำนวณ	เร็ว	เร็ว	เร็ว	เร็ว	เร็วมาก	เร็ว

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การควบคุมให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามลักษณะรูปสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก ถือเป็นสิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่ง โดยในอดีตที่ผ่านมาได้มีผู้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสดังกล่าวอยู่เป็นจำนวนมาก ซึ่งตามทศุวิจัยได้ค้นคว้าพบว่าวิธีการควบคุมกระแสสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ การควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น (linear control) และการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear control) โดยวิธีการควบคุมกระแสแบบเชิงเส้น ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม (carrier base PWM) วิธีพีไอ (PI controller) วิธีเดทบีท (deadbeat) เป็นต้น ส่วนการควบคุมกระแสแบบไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ วิธีเดลต้า (delta) วิธีฮิสเทอรีซิส (hysteresis) และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (AI methods) เป็นต้น ดังแสดงปรัทัศน์วรรณกรรมไว้ในตารางที่ 2.5 จากตารางดังกล่าวสามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวิธีได้ดังตารางที่ 2.6

ตารางที่ 2.5 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1993	Kazmierkowski, and Dzieniakowski	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส ซึ่งมีจำนวนทั้งหมด 7 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีพีไอ วิธีพยากรณ์ (predictive) วิธีเคลด้า วิธีฮิสเตอร์ซิส วิธีเครือข่ายประสาทเทียม (neural network) และวิธีฟัซซีลอจิก (fuzzy logic)
1994	Holtz	นำเสนอการควบคุมกระแสด้วยวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งอาศัยการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนกับสัญญาณรูดเอียง (ramp carrier) โดยค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าว คือ ผลต่างระหว่างค่ากระแสอ้างอิงกับค่ากระแสจริง
1994	Dixon, Tepper, and Morhn	นำเสนอเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการควบคุมกระแส ทั้งหมด/3 วิธี ได้แก่ วิธี periodic sampling หรือวิธีเคลด้า วิธีฮิสเตอร์ซิส และวิธีพีดับเบิลยูเอ็ม โดยทำการทดสอบ 3 กรณี คือ กรณีควบคุมสัญญาณกระแสรูปไซน์ กรณีควบคุมสัญญาณกระแสรูปสี่เหลี่ยม และกรณีควบคุมสัญญาณกระแสชดเชยฮาร์มอนิก ซึ่งผลการทดสอบพบว่ากรณีควบคุมกระแสรูปไซน์ วิธีพีดับเบิลยูเอ็มดีที่สุด ส่วนกรณีควบคุมกระแสรูปสี่เหลี่ยม และควบคุมรูปกระแสชดเชยฮาร์มอนิก วิธีฮิสเตอร์ซิสดีกว่าอีกสองวิธีที่เหลือ
1998	Kazmierkowski and Malesani	นำเสนอผลการสำรวจวิธีการควบคุมกระแส ซึ่งมีจำนวนทั้งหมด 6 วิธี ได้แก่ วิธีพีดับเบิลยูเอ็ม วิธีพีไอ วิธีเดบิท หรือวิธีพยากรณ์ วิธีเคลด้า วิธีฮิสเตอร์ซิส และวิธีเครือข่ายประสาทเทียม
1998	Malesani, Mattavelli, and Buso	นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยวิธีเดบิท โดยทดสอบสามกรณี โหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลการทดสอบพบว่าวงจรรอกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามลักษณะของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามกรณี โหลดทดสอบ

ตารางที่ 2.5 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	Buso, Malesani, and Mattavelli	นำเสนอทดสอบเปรียบเทียบวิธีการควบคุมกระแสชดเชย 3 วิธี ได้แก่ พัลส์เบรคยูเอ็ม วิธีเคทีพี และวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งผลการทดสอบพบว่าวิธีฮิสเตอร์ซิสดีกว่าอีกสองวิธีที่เหลือ
2003	Kale and Ozdemir	นำเสนอวิธีการควบคุมกระแสด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสเชิงปรับตัว ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่พัฒนามาจากวิธีฮิสเตอร์ซิสเดิม โดยพัฒนาเพิ่มเติมการปรับค่าแถบฮิสเตอร์ซิสเพื่อให้ค่าความถี่สวิตช์มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน
2005	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีพีซีฮิสเตอร์ซิส โดยพื้นฐานแล้วเป็นวิธีฮิสเตอร์ซิส แต่ใช้พีซีลอจิกเข้ามาช่วยในการปรับค่าแถบฮิสเตอร์ซิสเพื่อให้ค่าความถี่สวิตช์มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน
2007	Rodriguez, Pontt, and Silva	นำเสนอการควบคุมกระแสด้วยวิธีพยากรณ์ และเปรียบเทียบประสิทธิภาพการควบคุมกับอีกสองวิธี คือ วิธีพัลส์เบรคยูเอ็ม และวิธีฮิสเตอร์ซิส โดยดำเนินการทดสอบควบคุมกระแสรูปไซน์ ซึ่งผลการทดสอบพบว่าวิธีพยากรณ์มีประสิทธิภาพดีกว่าอีกสองวิธีเมื่อพิจารณาที่บริเวณเชื่อมต่อของรูปสัญญาณไซน์ในแต่ละคาบ

ตารางที่ 2.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวิธีการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับ
วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

คุณสมบัติ	วิธีการควบคุมกระแสชดเชยสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ					
	วิธี พีคแบลยูเอ็ม	วิธี พีไอ	วิธี เดลต้า	วิธี ฮิสเตอร์ซิส	วิธี เดทบีท	วิธี AI
1. ควบคุมรูปสัญญาณ กระแสชดเชย	ดี	ดีมาก	ดี	ดีมาก	ดีมาก	ดีมาก
2. ความยุ่งยาก ซับซ้อน	ง่าย	ปาน กลาง	ปาน กลาง	ง่าย	ยุ่งยาก	ยุ่งยาก
3. ความเร็วในการ ตอบสนอง	เร็ว	เร็ว	เร็ว	เร็ว	ช้า	ปาน กลาง
4. ความถี่สวิตช์	คงที่	คงที่	คงที่	เปลี่ยน แปลง	คงที่	คงที่
5. เวลาหน่วง	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	นาน	ปาน กลาง

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

เนื่องจากผู้วิจัยเลือกใช้การควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ดังนั้นการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟนอกจากจะต้องทำการออกแบบค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) และค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_f) ของวงจรรอกแล้ว ยังต้องทำการออกแบบค่าแถบฮิสเตอร์ซิส (HB) ของการควบคุมกระแสอีกด้วย ซึ่งงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ตามที่ผู้วิจัยได้ทำการค้นคว้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงได้ดังตารางที่ 2.7 จากตารางดังกล่าวสามารถสรุปเปรียบเทียบหลักการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟของแต่ละวิธีได้ดังตารางที่ 2.8

ตารางที่ 2.7 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Ingram and Round	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส โดยอาศัยการพิจารณาค่าความชันสูงสุดของสัญญาณกระแสชดเชย สำหรับการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรรอก จากนั้น นำค่าตัวเหนี่ยวนำที่ได้ และค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟซึ่งได้จากการเลือกค่าของผู้ออกแบบไปคำนวณหาค่าแถบฮิสเตอร์ซิสอีกครั้งหนึ่ง
2005	Cupertino, Marinelli, Zanchetta, and Sumner	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ และระบบการควบคุม โดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithm) ซึ่งเป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ โดยถูกนำมาช่วยในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ
2007	Zare and Nami	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิสซึ่งใช้วิธีเทคนิคการสวิตช์ 2 วิธี ได้แก่ วิธีไบโพลาร์ (bipolar modulation) และวิธียูนิโพลาร์ (unipolar modulation) โดยทั้งสองวิธีดังกล่าวอาศัยการวิเคราะห์รูปสัญญาณกระแสชดเชยในช่วงเวลาหนึ่งคาบ ซึ่งกรณีวิธีไบโพลาร์ พัลส์สัญญาณควบคุมกระแสมีค่าสูงสุดและต่ำสุด คือ $+V_{dc}$ และ $-V_{dc}$ ตามลำดับ แต่กรณีวิธียูนิโพลาร์ พัลส์สัญญาณควบคุมกระแสมีค่าสูงสุดและต่ำสุด คือ $+V_{dc}$ และ 0 ตามลำดับ
2009	Narongrit T., Areerak K-L., and Srikaew A.	นำเสนอการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (adaptive tabu search) ซึ่งเป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์อีกวิธีหนึ่ง โดยการออกแบบจะอาศัยการค้นหาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เพื่อให้วงจรดังกล่าวมีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีที่สุด

ตารางที่ 2.8 การเปรียบเทียบหลักการออกแบบวงจรรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีต่าง ๆ

วิธีการออกแบบวงจรรอง กำลังแอกทีฟ	หลักการออกแบบ
1. วิธีการของ Ingram and Round	ออกแบบโดยใช้สมการการคำนวณ โดยค่าที่คำนวณได้จะอยู่ในรูปแบบของค่าสูงสุด ซึ่งต้องเลือกค่าพารามิเตอร์ที่อยู่ในช่วงค่าสูงสุดดังกล่าวอีกครั้งหนึ่ง
2. วิธีการของ Zare and Nami	ออกแบบโดยใช้สมการการคำนวณ และอาศัยการเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวแปรของสมการจากผู้ออกแบบ
3. วิธีทางปัญญาประดิษฐ์	ออกแบบโดยใช้หลักการค้นหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมสำหรับวงจรรองกำลังแอกทีฟ

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ

เนื่องจากในสถานะการทำงานปกติของวงจรรองกำลังแอกทีฟค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรดังกล่าวจะไม่ตรงตามค่าแรงดันที่ได้ทำการออกแบบไว้ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสของวงจรรองกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันให้มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟ ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงได้ดังตารางที่ 2.9 จากตารางดังกล่าวสามารถสรุปเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละชนิดตัวควบคุมได้ดังตารางที่ 2.10

ตารางที่ 2.9 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของ
วงจรรองกำลังแอกทีฟ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	Bruyant, Machmoum, and Chevrel	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟด้วยตัวควบคุม 2 ชนิด คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ และตัวควบคุมแบบอาเอสที (RST controller) โดยที่ R S และ T คือ สมการพหุนามที่อยู่ในโดเมน s การออกแบบตัวควบคุมทั้งสองชนิดดังกล่าวอาศัยสมการพลังงานที่ตัวเก็บประจุสำหรับการสร้างบล็อกควบคุม

ตารางที่ 2.9 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของ
วงจรรอกำลังแอกทีฟ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1997	Soares, Verdelho, and Marques	ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยทำการควบคุมค่าผลต่างระหว่าง ค่าแรงดันสูงสุดกับค่าแรงดันต่ำสุด ($\Delta V_{dc} = V_{dc,max} - V_{dc,min}$) แทนการควบคุม V_{dc} โดยตรง
1999	Casadei, Grandi, Reggiani, and Rossi	นำเสนอการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยควบคุมค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุ แทนการควบคุมค่า V_{dc} โดยตรง
2001	Cho and Song	ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรง ของวงจรรอกำลังแอกทีฟ และนำเสนอการนำตัวควบคุมพีไอ ที่ได้ออกแบบแล้วเข้าไปเชื่อมต่อภายในอัลกอริทึมการตรวจจับ ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ
2005	Abaali, Lamchich, and Raoufi	นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลัง แอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยอาศัยสมการกำลังไฟฟ้า สำหรับการสร้างบล็อกควบคุม และการออกแบบตัวควบคุมพีไอ
2005	Mazari and Mekri	นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลัง แอกทีฟด้วยตัวควบคุม 2 ชนิด คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ และ ตัวควบคุมแบบพีซีลอจิก โดยทำการควบคุมค่าแรงดันยก กำลังสอง (V_{dc}^2) แทนการควบคุมค่า V_{dc} โดยตรง
2007	Zawawi, Youssef, and Sebakhy	นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลัง แอกทีฟด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ โดยออกแบบควบคุมค่า ΔV_{dc} แทนการควบคุมค่า V_{dc} โดยตรง

ตารางที่ 2.10 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละชนิดตัวควบคุมสำหรับใช้ควบคุม
ค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

คุณสมบัติ	ชนิดตัวควบคุม		
	พีไอ	อาเอสที	พีซีแอลจิก
1. ความยากง่ายในการออกแบบ	ง่าย	ยาก	ยาก
2. ประสิทธิภาพในการควบคุม	ดี	ดี	ดีมาก

2.7 สรุป

ปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 นี้เป็นผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการ
กำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ซึ่งผลงานวิจัย
ต่าง ๆ ในข้างต้น ถือเป็นพื้นฐานที่สำคัญอย่างยิ่งต่อผู้วิจัย สำหรับการทําวิจัยวิทยานิพนธ์ และการ
พัฒนาประสิทธิภาพของการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟให้เพิ่มมากขึ้น



บทที่ 3

ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิก

3.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันปัญหาฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังเป็นเรื่องที่มีความสำคัญและจำเป็นต้องมีการแก้ไขปัญหาดังกล่าวให้ลดน้อยลงหรือหมดไป ความรู้เกี่ยวกับฮาร์มอนิกถือว่าเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่งสำหรับการแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิก รายละเอียดในบทนี้จึงนำเสนอเกี่ยวกับความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิก ซึ่งประกอบด้วย นิยามของคำว่าฮาร์มอนิก ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ประเภทของฮาร์มอนิก แหล่งกำเนิดของฮาร์มอนิก ผลกระทบของฮาร์มอนิก วิธีการกำจัดฮาร์มอนิก และมาตรฐานเกี่ยวกับฮาร์มอนิก เพื่อเป็นความรู้พื้นฐานในการศึกษาค้นคว้าและแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกต่อไป

3.2 นิยามของฮาร์มอนิก

ฮาร์มอนิก คือ องค์ประกอบแรงดันไฟฟ้า หรือกระแสไฟฟ้าที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน (fundamental frequency) ซึ่งในระบบไฟฟ้ากำลังของประเทศไทยความถี่มูลฐาน คือ 50 Hz ดังนั้นความถี่ของแรงดันฮาร์มอนิก หรือกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังของประเทศไทย คือ 100 Hz 150 Hz 200 Hz หรือ 250 Hz เป็นต้น

สำหรับการอธิบายรูปสัญญาณใด ๆ ที่เป็นสัญญาณรายคาบนิยมนำอนุกรมฟูรีเยร์ที่อยู่ในรูปผลรวมของฟังก์ชันตรีโกณมิติดังอธิบายไว้ในสมการที่ (3.1) เมื่อ $f(t)$ คือ สัญญาณรายคาบใด ๆ ที่ขึ้นอยู่กับเวลา t

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_0 t) \quad (3.1)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ a_0 a_n และ b_n ของอนุกรมฟูรีเยร์อธิบายได้ดังสมการที่ (3.2) ถึง (3.4) ตามลำดับดังนี้

$$a_0 = \frac{1}{T} \int f(t) dt \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int f(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (3.4)$$

จากสมการข้างต้น T คือ คาบของสัญญาณ (s)

n คือ ลำดับของฮาร์โมนิก

ω คือ ความถี่มูลฐานเชิงมุม (rad/s)

3.3 ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม

มาตรฐานสากล IEC และ IEEE ใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion: %THD) เป็นการบ่งบอกปริมาณฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง โดยอาจบ่งบอกเป็นค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Current Distortion: %THD_I) หรือค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนแรงดันฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Voltage Distortion: %THD_V) ดังสมการที่ (3.5) และ (3.6) ตามลำดับ ดังนี้

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (3.5)$$

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100\% \quad (3.6)$$

จากสมการข้างต้น V_n คือ ค่า RMS ของแรงดันฮาร์โมนิกลำดับที่ n

I_n คือ ค่า RMS ของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ n

V_1 คือ ค่า RMS ของแรงดันที่ความถี่มูลฐาน

I_1 คือ ค่า RMS ของกระแสที่ความถี่มูลฐาน

3.4 ประเภทของฮาร์โมนิก

แรงดันฮาร์โมนิกหรือกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทต่าง ๆ (IEEE std. 519-1992, 1993) ได้ดังต่อไปนี้

Harmonic หมายถึง ส่วนประกอบรูปคลื่นไซน์ของรูปคลื่นรายคาบใด ๆ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของตัวของความถี่มูลฐาน

Interharmonic หมายถึง ส่วนประกอบรูปคลื่นไซน์ของรูปคลื่นรายคาบใด ๆ ที่มีความถี่ไม่เป็นจำนวนเท่าของตัวของความถี่มูลฐาน มักพบมากในกระแสของเตาหลอมแบบอาร์ค (arc furnace)

Characteristic Harmonic หมายถึง ฮาร์โมนิกที่ถูกสร้างขึ้นโดยเครื่องแปลงผันไฟฟ้า ซึ่งมีลำดับฮาร์โมนิกเป็นไปตามสมการที่ (3.7)

$$n = kp \pm 1 \quad (3.7)$$

จากสมการข้างต้น n คือ ลำดับของฮาร์โมนิก

k คือ จำนวนเต็มที่มีค่าตั้งแต่ 1,2,3,...

p คือ จำนวนพัลส์ของเครื่องแปลงผันไฟฟ้า

Noncharacteristic Harmonic หมายถึง ฮาร์โมนิกที่ถูกสร้างขึ้นโดยเครื่องแปลงผันไฟฟ้า เช่นเดียวกันกับกรณี *Characteristic Harmonic* แต่มีลำดับฮาร์โมนิกไม่เป็นไปตามสมการที่ (3.7)

Triplen Harmonic หมายถึง ฮาร์โมนิกที่มีลำดับถูกหารด้วย 3 ลงตัว เช่น ฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 6 และ 9 เป็นต้น ซึ่งจัดอยู่ในกลุ่มลำดับศูนย์ (zero sequence) ในกรณีที่เป็นระบบไฟฟ้า 3 เฟส 4 สาย ฮาร์โมนิกกลุ่มนี้จะไหลอยู่ในสายนิวทรัล (George, 2001)

3.5 แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิก

ฮาร์โมนิกเกิดจากระบบไฟฟ้ากำลังต่อเข้ากับโหลดที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear load) ซึ่งโหลดดังกล่าวสามารถแบ่งออกเป็นประเภทต่าง ๆ (IEEE std. 519-1992, 1993) ได้ดังนี้

- อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ตามบ้านพัก ซึ่งส่วนใหญ่เป็นชนิด 1 เฟส เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น (Srianthumrong S., 2003)

- อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรเรียงกระแส ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีการปรับความเร็ว (adjustable-speed drive) (George, 2001)

- อุปกรณ์ที่มามีการทำงานประเภทอาร์ก เช่น เต้าหลอมไฟฟ้าแบบอาร์ก เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอาร์ก หรือหลอดปล่อยประจุในก๊าซชนิดต่าง ๆ

- อุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ของแรงดันและกระแสไฟฟ้า เนื่องจากการอึดตัวของแกนเหล็กทางแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น หม้อแปลงไฟฟ้า และเครื่องจักรกลไฟฟ้า เป็นต้น

3.6 ผลกระทบของฮาร์มอนิก

การใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าที่มามีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นดังที่นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.5 จะส่งผลให้มีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งฮาร์มอนิกเหล่านี้ถือว่าเป็น “มลพิษ” ประเภทหนึ่งทางไฟฟ้า และก่อให้เกิดผลเสียหลายประการ (IEEE std. 519-1992, 1993) ดังต่อไปนี้

- ทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้ามีการทำงานผิดพลาด ทั้งนี้เนื่องจากแรงดันหรือกระแสไฟฟ้ามีลักษณะรูปสัญญาณผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปไซน์

- ทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้ามีอายุการใช้งานสั้นลง หรือเกิดการชำรุดเสียหายเนื่องจากมีค่าแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าสูงขึ้นเนื่องจากฮาร์มอนิก

- ผลของกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลอยู่ในสายของระบบจำหน่าย และระบบส่งจ่ายจะทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียในสายเพิ่มมากขึ้น และทำให้ประสิทธิภาพการส่งจ่ายลดลง

- ผลของกระแสฮาร์มอนิก Triplen ที่จัดอยู่ในกลุ่มลำดับศูนย์ในระบบ 3 เฟส 4 สาย ฮาร์มอนิกกลุ่มนี้จะไหลอยู่ในสายนิวทรัล ซึ่งอาจทำให้สายนิวทรัลเกิดเสียหายได้ถ้าไม่มีการออกแบบรองรับไว้อย่างเหมาะสม

- ผลของกระแสฮาร์มอนิกทำให้กำลังงานสูญเสียสเตรย์ฟลักซ์ (stray flux loss) ของหม้อแปลงมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ประสิทธิภาพในการทำงานของหม้อแปลงลดลง นอกจากนี้ผลของแรงดันฮาร์มอนิกยังทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียกระแสไหลวน (eddy current loss) และกำลังงานสูญเสียฮิสเทอรีซิส (hysteresis loss) เพิ่มขึ้น จึงส่งผลให้ประสิทธิภาพในการทำงานของหม้อแปลงลดลงเช่นกัน

- ผลของกระแสฮาร์มอนิกทำให้เกิดความร้อน และความเครียดไดอิเล็กทริก (dielectric stress) ที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งทำให้ตัวเก็บประจุมีอายุการใช้งานสั้นลง และอาจทำให้ฟิวส์ของตัวเก็บประจุขาดง่ายกว่าการใช้งานปกติ นอกจากนี้ผลของแรงดันฮาร์มอนิกยังทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุ และผลจากสถานะเรโซแนนซ์ที่ตัวเก็บประจุทำให้เกิดการขยายของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกให้มีปริมาณสูงขึ้น (George, 2001) ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยในการใช้งานของตัวเก็บประจุให้ทนต่อค่ากระแสและแรงดันฮาร์มอนิก ตัวเก็บประจุที่ออกแบบจากผู้ผลิตควรอยู่ในกรอบตามมาตรฐานของ IEEE std. 18-1992

- ผลของกระแสฮาร์มอนิกทำให้เกิดความร้อนในตัวฟิวส์เพิ่มขึ้น จึงทำให้คุณลักษณะของเวลาและกระแส (time-current characteristic) ของฟิวส์เปลี่ยนไป ส่งผลให้ฟิวส์ทำงานผิดพลาดจากสภาวะปกติ

- ผลของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกทำให้การทำงานของรีเลย์ชนิดต่าง ๆ ผิดพลาดไปจากเดิม เช่น รีเลย์มีการทำงานช้าลง หรือทำงานด้วยค่าการเริ่มตอบสนอง (pickup values) ที่สูง ซึ่งโดยปกติรีเลย์จะทำงานอย่างรวดเร็วและทำงานด้วยค่าการเริ่มตอบสนองที่ต่ำ นอกจากนี้ในกรณีที่มีกระแสฮาร์มอนิก Triplen ในปริมาณมากพออาจทำให้กราวด์รีเลย์ทำงานผิดพลาด และในกรณีของรีเลย์ระยะทาง (distance relay) อาจทำงานผิดพลาดเนื่องจากผลของกระแสฮาร์มอนิกที่ทำให้อิมพีแดนซ์มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งต่างจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการตั้งไว้ที่ความถี่มูลฐาน นอกจากนี้ในกรณีของรีเลย์สถิตแบบความถี่ต่ำ (static under frequency relay) อาจมีความไวเร็วกว่าปกติซึ่งทำให้ทำงานผิดพลาดได้ และในกลุ่มรีเลย์กระแสเกิน (over current relay) รีเลย์แรงดันเกิน (over voltage) และรีเลย์ชนิดผลต่าง (differential relay) อาจทำงานผิดพลาดเนื่องจากฮาร์มอนิก เช่นกัน เพราะว่าการตั้งค่าการทำงานของรีเลย์เหล่านี้พิจารณาเฉพาะองค์ประกอบมูลฐานเท่านั้น (Ho and Liu, 2001)

- ผลของกระแสฮาร์มอนิกจะทำให้มีผลกระทบต่อความสามารถในการตัดกระแสของอุปกรณ์สวิตช์เกียร์ คือ ทำให้ขนาดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเทียบกับเวลา มีค่าสูงในขณะที่กระแสมีค่าเป็นศูนย์ เป็นผลทำให้เซอร์กิตเบรกเกอร์ไม่สามารถตัดกระแสได้เมื่อมีฮาร์มอนิก ซึ่งปัญหานี้อาจจะเกิดขึ้นได้กับอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ใช้ในการตัดกระแสด้วยเช่นกัน

- ผลของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกทำให้มิเตอร์วัดค่ากำลังงานไฟฟ้า (watt-hour meter) ทำงานผิดพลาดได้ (Elham, Clarence, and Adly, 1992) ซึ่งโดยปกติการปรับแต่งมิเตอร์จะทำการปรับแต่งไว้ที่ความถี่มูลฐาน

- ผลของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในเครื่องจักรกลไฟฟ้าเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้เครื่องจักรกลไฟฟ้าร้อนกว่าปกติ และอาจส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์ค็อกกิ้ง (cogging) คือ ไม่สามารถเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสได้ อีกทั้งยังทำให้เกิดการสั่นสะเทือนทางกลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพและแรงบิด (Arrillaga and Watson, 2003)

- ผลของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (noise) ในระบบสื่อสาร ซึ่งอาจส่งผลให้ข้อมูลในการสื่อสารมีความคลาดเคลื่อนได้

3.7 วิธีการกำจัดฮาร์โมนิก

การกำจัดฮาร์โมนิกมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องเข้าใจถึงคุณลักษณะของอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิก รวมถึงต้องมีความเข้าใจระบบไฟฟ้ากำลังที่มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นในระบบ เนื่องจากความเข้าใจดังกล่าวจะส่งผลให้การกำจัดฮาร์โมนิกได้ผลอย่างมีประสิทธิภาพ และจากการศึกษาค้นคว้าพบว่าวิธีที่นิยมใช้กำจัดฮาร์โมนิกฮาร์โมนิกมีด้วยกัน 3 วิธี ดังนี้

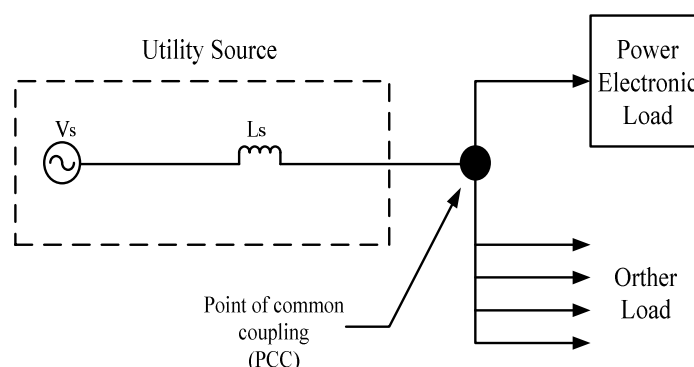
- การใช้วงจรกรองกำลังพาสซีฟ (passive power filter) ทำหน้าที่ดูดซับฮาร์โมนิก ซึ่งปกติจะเป็นฮาร์โมนิกบางอันดับเท่านั้น ชนิดของวงจรกรองกำลังพาสซีฟที่มีใช้งานอยู่ทั่วไป คือ วงจรกรองแบบดีจูน วงจรกรองแบบจูน และวงจรกรองผ่านสูง (Jou, Wu J-C., and Wu K-D., 2001)

- การใช้วงจรกรองกำลังแอคทีฟ (active power filter) ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยออกมาหักล้างกับกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักมีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น (Routimo, Salo, and Tuusa, 2007)

- การใช้วงจรกรองกำลังไฮบริดจ์ (hybrid power filter) คือ การผสมผสานนำข้อดีของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ และวงจรกรองกำลังพาสซีฟ มาใช้ร่วมกัน (Na, Jian, and Dianguo, 2006)

3.8 มาตรฐานเกี่ยวกับฮาร์โมนิก

มาตรฐานที่บ่งบอกถึงขีดจำกัดความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมสำหรับอ้างอิงในระดับสากลจะใช้การพิจารณาแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า ณ จุดต่อร่วมระหว่างการไฟฟ้าและผู้ใช้ไฟฟ้า (Point of Common Coupling: PCC) ได้แก่ มาตรฐาน IEEE std. 519-1992 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่กำหนดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมในรูปของเปอร์เซ็นต์ ทั้งขีดจำกัดความเพี้ยนแรงดันฮาร์โมนิก และขีดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกที่ยอมรับได้ ณ จุด PCC ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ไดอะแกรมแสดงจุดต่อร่วม (PCC) ตามมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

มาตรฐาน IEEE std. 519-1992 ได้กำหนดค่าความเพี้ยนของแรงดัน และกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังไว้ดังตารางที่ 3.1 ถึง ตารางที่ 3.4 ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ขีดจำกัดค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิก

Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Harmonic Voltage Distortion (THD _V) (%)
≤ 69 kV	3.0	5.0
69,001 kV- 161 kV	1.5	2.5
> 161 kV	1.0	1.5

จากตารางที่ 3.1 เป็นขีดจำกัดค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกทั้งหมดที่ยอมรับได้ที่จุด PCC และสังเกตได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกจะแบ่งตามระดับแรงดันไฟฟ้าของระบบ ตัวอย่างเช่น ระบบไฟฟ้าที่มีแรงดัน ณ จุด PCC ในย่านไม่เกิน 69 kV ค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกของแต่ละลำดับจะต้องไม่เกิน 3% และค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกรวม (%THD_V) ของทุกลำดับจะต้องไม่เกิน 5%

ตารางที่ 3.2 ขีดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกลำดับเลขคี่สำหรับระบบจำหน่ายทั่วไป (แรงดัน 120 V ถึง 69 kV)

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L (%)						
I_{sc}/I_L	Individual Harmonic Order (Odd Harmonic)					TDD ₁ (%)
	$n < 11$	$11 < n < 17$	$17 < n < 23$	$23 < n < 35$	$35 \leq n$	
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

ตารางที่ 3.3 ขีดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกลำดับเลขคี่สำหรับระบบส่งจ่ายทั่วไป
(แรงดัน 69,001 V ถึง 161 kV)

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L (%)						
I_{sc}/I_L	Individual Harmonic Order (Odd Harmonic)					TDD ₁ (%)
	$n < 11$	$11 < n < 17$	$17 < n < 23$	$23 < n < 35$	$35 \leq n$	
< 20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$20 < 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
$50 < 100$	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
$100 < 1000$	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

ตารางที่ 3.4 ขีดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกลำดับเลขคี่สำหรับระบบส่งจ่ายทั่วไป
(แรงดัน > 161 kV)

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L (%)						
I_{sc}/I_L	Individual Harmonic Order (Odd Harmonic)					THD ₁ (%)
	$n < 11$	$11 < n < 17$	$17 < n < 23$	$23 < n < 35$	$35 \leq n$	
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

จากตารางที่ 3.2 ถึง ตารางที่ 3.4 I_{sc} คือ ค่ากระแสลัดวงจรที่จุด PCC I_L คือ ค่าความต้องการกระแสสูงสุด (ที่ความถี่มูลฐาน) และ n คือ ลำดับฮาร์โมนิก นอกจากนี้การพิจารณาขีดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกลำดับเลขคู่ (even harmonic limit) ของตารางที่ 3.2 ถึง 3.4 จะมีค่าเท่ากับ 25% ของขีดจำกัดค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกลำดับเลขคี่ (odd harmonic limit) ของแต่ละตาราง และเมื่อพิจารณามาตรฐานจากตารางที่ 3.2 ถึง ตารางที่ 3.4 สังเกตได้ว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกที่ยอมรับได้ ณ จุด PCC จะมีค่าสูงหรือต่ำ ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ I_{sc}/I_L มีค่าเท่าใด ตัวอย่าง เช่น ถ้าระบบจำหน่ายมีอยู่ในช่วง 120 V ถึง 69 kV มีค่ากระแสลัดวงจรที่จุด PCC เท่ากับ 3000 A และมีความต้องการสูงสุด 100 A ดังนั้น ค่าอัตราส่วนของ I_{sc}/I_L คือ 30 ซึ่งจากตารางที่ 3.2 กรอบมาตรฐานค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกที่ลำดับ 3 5 7 และ 9 จะต้องไม่เกิน 7% ในขณะที่ลำดับที่ 11 13 และ 15 จะต้องไม่เกิน 3.5% และค่าความเพี้ยนกระแส

ฮาร์มอนิกรวมแบบ %TDD_I (Total Demand Distortion) ต้องมีค่าไม่เกิน 8% โดยค่า %TDD_I ดังกล่าว คำนวณได้จากสมการที่ (3.8) ดังนี้

$$\%TDD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L} \times 100\% \quad (3.8)$$

3.9 สรุป

ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิกถือเป็นสิ่งที่สำคัญมากในการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าซึ่งนิยามของฮาร์มอนิก ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ประเภทของฮาร์มอนิก แหล่งกำเนิดของฮาร์มอนิก ผลกระทบของฮาร์มอนิก วิธีแก้ไขปัญหาฮาร์มอนิก และมาตรฐานเกี่ยวกับฮาร์มอนิกที่ได้นำเสนอในบทนี้จะเป็นประโยชน์อย่างสูงสำหรับการศึกษาเกี่ยวกับฮาร์มอนิกในบทต่อ ๆ ไป



บทที่ 4

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง สำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

4.1 กล่าวนำ

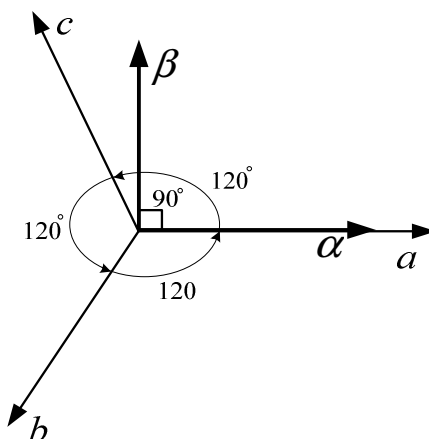
การตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอคทีฟในปัจจุบันมีหลายวิธีด้วยกัน โดยในบทนี้จะนำเสนอ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power theory) หรือที่เรียกว่าวิธี PQ ซึ่งวิธีดังกล่าวได้ถูกคิดค้นขึ้น โดย Akagi, Kanazawa, and Nabae (1983) และต่อมาได้มีผู้นำวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งไปใช้และพัฒนากันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงในการตรวจจับฮาร์มอนิก อีกทั้งยังสามารถชดเชยกำลังรีแอคทีฟให้กับระบบ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่งสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสทั้งชนิดสมดุลและไม่สมดุล ทั้งลักษณะรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเป็นรูปไซน์และไม่เป็นรูปไซน์ สำหรับเนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้ประกอบด้วย นิยาม คุณสมบัติ ความหมายทางฟิสิกส์ของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่ง และขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่ง นอกจากนี้การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่ง ได้นำเสนอไว้ในบทนี้ด้วยเช่นกัน

4.2 นิยามของทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่ง

นิยามต่าง ๆ ของทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่งจะใช้อธิบายอยู่บนแกน $\alpha\beta 0$ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอ การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าจากแกนสามเฟส (abc) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่อยู่บนแกน $\alpha\beta 0$ รวมถึงการอธิบายนิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่ง ดังต่อไปนี้

4.2.1 การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าจากแกนสามเฟสเป็นปริมาณไฟฟ้าที่อยู่บนแกน $\alpha\beta 0$

เฟสเซอร์ไดอะแกรมของการแปลงแกนจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณไฟฟ้าที่อยู่บนแกน $\alpha\beta 0$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 จากรูปดังกล่าวการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าใด ๆ (x) จากแกนสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่อยู่บนแกน $\alpha\beta 0$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.1) โดยที่เมตริกซ์ $[C]$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.2) ซึ่งมีคุณสมบัติทางเมตริกซ์ที่สำคัญ คือ $[C]^{-1} = [C]^T$ และขนาดของเมตริกซ์ $\|[C]\|$ มีค่าเท่ากับ 1



รูปที่ 4.1 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการแปลงแกนสามเฟสเป็นแกน $\alpha\beta 0$

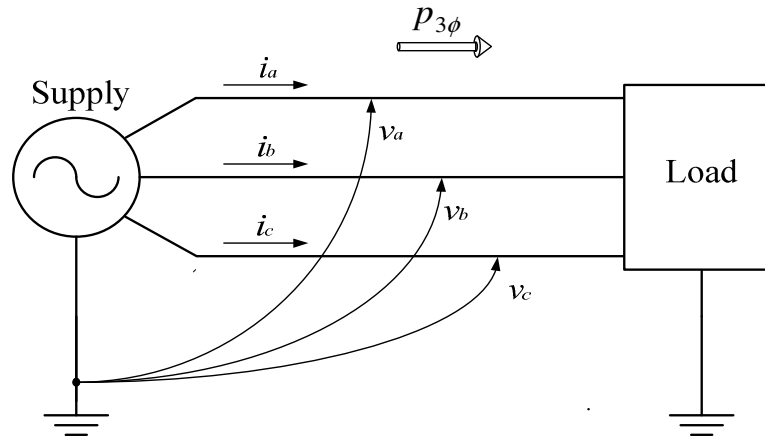
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

4.2.2 นิยามของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

จากระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสดังรูปที่ 4.2 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าขณะหนึ่ง (\mathbf{v}) และ เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าขณะหนึ่ง (\mathbf{i}) บนแกน $\alpha\beta 0$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.3) และ (4.4)

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$



รูปที่ 4.2 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.3) และ (4.4) นิยามของค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous active power: p) เขียนได้ดังสมการที่ (4.5) ดังนี้

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \quad (4.5)$$

เมื่อ “ \cdot ” คือ ผลคูณจุด (dot product) และจากสมการที่ (4.5) สามารถเขียนกระจายผลลัพธ์แสดงได้ดังสมการที่ (4.6) ซึ่งจากสมการดังกล่าวพบว่าค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่งบนแกน $\alpha\beta 0$ มีการคำนวณที่คล้ายกับกรณีบนแกนสามเฟสซึ่งแสดงไว้ดังสมการที่ (4.7)

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (4.6)$$

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (4.7)$$

นิยามของเวกเตอร์กำลังรีแอกทีฟหนึ่ง (q) แสดงได้ดังสมการที่ (4.8)

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (4.8)$$

เมื่อ “ \times ” คือ ผลคูณไขว้ (cross product) โดยขนาดของเวกเตอร์กำลังรีแอกทีฟหนึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.9) ดังนี้

$$q = \|\mathbf{q}\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}\| \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.8) เมื่อกระจายเทอมผลคูณไขว้จะได้ดังสมการที่ (4.10) และจากสมการที่ (4.9) ขนาดของเวกเตอร์กำลังรีแอกทีฟหนึ่งคำนวณหาได้จากสมการที่ (4.11)

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \\ v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \\ v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$q = \|\mathbf{q}\| = \sqrt{q_\alpha^2 + q_\beta^2 + q_0^2} \quad (4.11)$$

นิยามของเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟหนึ่ง (\mathbf{i}_p) และเวกเตอร์กระแสกำลังรีแอกทีฟหนึ่ง (\mathbf{i}_q) คูได้จากสมการที่ (4.12) และสมการที่ (4.13) ตามลำดับดังนี้

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \end{bmatrix} = \frac{P}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \mathbf{v} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{i}_q = \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \\ i_{0q} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \quad (4.13)$$

นอกจากนี้ นิยามของกำลังไฟฟ้าปรากฏขณะหนึ่ง (s) และค่าตัวประกอบกำลังขณะหนึ่ง (pf) แสดงได้ดังสมการที่ (4.14) และ (4.15) ตามลำดับ

$$s = vi \quad (4.14)$$

$$pf = \frac{p}{s} \quad (4.15)$$

โดยที่ $v = \|\mathbf{v}\| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2}$ และ $i = \|\mathbf{i}\| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2 + i_0^2}$ คือ ขนาดของแรงดันและกระแสไฟฟ้าทั้งสามเฟส

4.3 คุณสมบัติของส่วนประกอบต่าง ๆ ในทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

ส่วนประกอบต่าง ๆ ของทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งมีคุณสมบัติที่สำคัญดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1 เวกเตอร์กระแสขณะหนึ่ง (\mathbf{i}) คือ ผลรวมของเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (\mathbf{i}_p) และเวกเตอร์กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (\mathbf{i}_q) ดังสมการที่ (4.16)

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q \quad (4.16)$$

คุณสมบัติข้อที่ 2 เวกเตอร์กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งตั้งฉากกับเวกเตอร์แรงดันขณะหนึ่ง และเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่งขนานกับเวกเตอร์แรงดันขณะหนึ่ง เพราะฉะนั้นจะได้ว่า $\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0$ และ $\mathbf{v} \times \mathbf{i}_p = 0$ ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวทำให้ \mathbf{i}_q และ \mathbf{i}_p ตั้งฉากกัน ดังนั้น $\mathbf{i}_q \cdot \mathbf{i}_p = 0$ ด้วยเช่นกัน

คุณสมบัติข้อที่ 3 ค่ากระแสขณะหนึ่งยกกำลังสองคำนวณได้จาก $i^2 = i_p^2 + i_q^2$ และค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏขณะหนึ่งยกกำลังสองคำนวณได้จาก $s^2 = p^2 + q^2$ เมื่อ $s^2 = v^2 i^2$ เพราะฉะนั้นจะได้ว่า $i^2 = \frac{p^2 + q^2}{v^2}$

คุณสมบัติข้อที่ 4 ถ้า $\mathbf{i}_q = 0$ แล้วจะทำให้ขนาดของเวกเตอร์กระแสขณะหนึ่ง $\|\mathbf{i}\|$ หรือ i มีค่าลดลงตามความสัมพันธ์ของสมการ $i = \sqrt{i_p^2 + i_q^2} \geq i_p$ และค่ากำลังรีแอกทีฟ (q) จะมีค่าเท่ากับศูนย์ จึงส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 1 ดังสมการที่ (4.17)

$$pf = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \leq 1 \quad (4.17)$$

จากคุณสมบัติต่าง ๆ ดังกล่าวสรุปได้ว่าเวกเตอร์กระแสกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (\mathbf{i}_p) เป็นสิ่งสำคัญในการส่งจ่ายกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยที่กระแสกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (\mathbf{i}_q) ไม่ทำให้เกิดกำลังแอกทีฟซึ่งพิจารณาได้จากสมการ $\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0$ และ $P = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_p$

4.4 ความหมายทางฟิสิกส์

กำหนดให้กำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งของเฟส a เฟส b และเฟส c คือ p_a p_b และ p_c ตามลำดับ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.18) จากสมการดังกล่าวค่ากำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งในแต่ละเฟส แยกออกเป็นสองเทอม คือ เทอมกำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous active power) และเทอมกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (instantaneous reactive power)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_a i_a \\ v_b i_b \\ v_c i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a i_{ap} \\ v_b i_{bp} \\ v_c i_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a i_{aq} \\ v_b i_{bq} \\ v_c i_{cq} \end{bmatrix} \\ &\triangleq \underbrace{\begin{bmatrix} P_{ap} \\ P_{bp} \\ P_{cp} \end{bmatrix}}_{\text{instantaneous active power}} + \underbrace{\begin{bmatrix} P_{aq} \\ P_{bq} \\ P_{cq} \end{bmatrix}}_{\text{instantaneous reactive power}} \end{aligned} \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.7) กำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งสามเฟส ($p_{3\phi}$) ที่ไหลไปยังโหลดดังรูปที่ 4.2 เกิดขึ้นจากผลรวมของกำลังแอกทีฟขณะหนึ่งในแต่ละเฟสเท่านั้น ($p_{3\phi} = p_{ap} + p_{bp} + p_{cp}$) ทั้งนี้เนื่องจากค่ากำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง p_{aq} p_{bq} และ p_{cq} ในสมการที่ (4.18) ไม่ได้เกิดจากการส่งจ่ายออกไปยังโหลด แต่เกิดจากกำลังสูญเสียต่าง ๆ ภายในสายส่งของทั้งสามเฟส ดังนั้น ผลรวมของค่ากำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทั้งสามเฟสจึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ($p_{aq} + p_{bq} + p_{cq} = 0$)

4.5 ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

ระบบไฟฟ้าที่ทำการพิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสชนิดสมดุล จึงไม่พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน 0 ดังนั้นขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับระบบดังกล่าวจึงมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1 แปลงค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (v_s) และกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด (i_L) จากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ (without zero-sequence) โดยใช้สมการที่ (4.19) และ (4.20) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (p_L) และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (q_L) ทางด้านโหลด โดยอาศัยค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.21) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

โดยที่ p_L และ q_L ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนที่บ่งบอกถึงปริมาณมูลฐาน (\bar{p}_L และ \bar{q}_L) และส่วนที่บ่งบอกถึงปริมาณฮาร์มอนิก (\tilde{p}_L และ \tilde{q}_L) ดังสมการที่ (4.22) และ (4.23)

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (4.22)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (4.23)$$

ขั้นที่ 3 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{c\alpha}$, $i_{c\beta}$) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.24) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_L^* \\ q_L^* \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

โดยที่ p_L^* และ q_L^* คือ กำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งอ้างอิงสำหรับการชดเชย ซึ่งการระบุค่าดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรณี ตามวัตถุประสงค์ของการชดเชย ดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.1 (Peng, Ott, and Atlams, 1998) ดังนี้

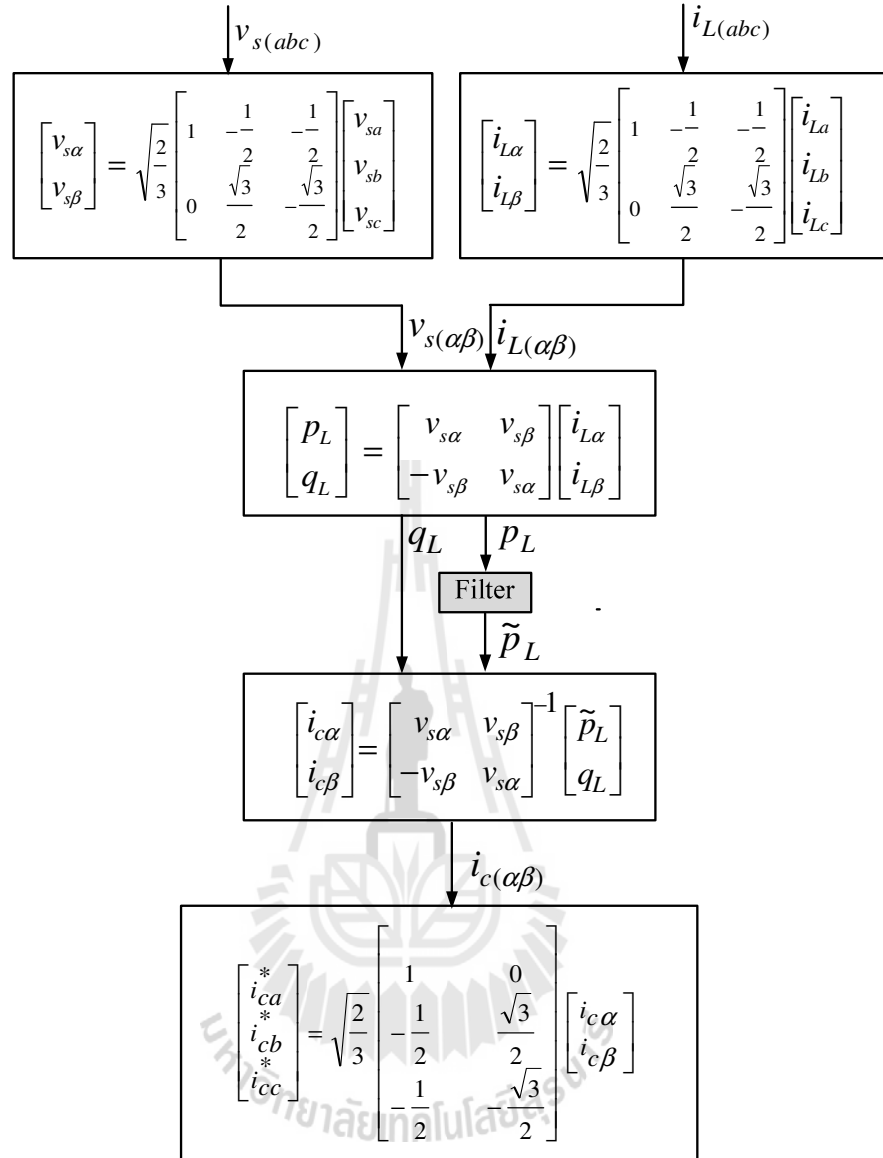
ตารางที่ 4.1 การระบุค่า p_L^* และ q_L^* ตามเงื่อนไขวัตถุประสงค์การชดเชย

วัตถุประสงค์การชดเชย	การระบุค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งอ้างอิง	
	p_L^*	q_L^*
ชดเชยกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง	0	q_L
กำจัดกระแสฮาร์มอนิก	\tilde{p}_L	\tilde{q}_L
ชดเชยกำลังรีแอกทีฟมูลฐาน	0	\bar{q}_L
กำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังรีแอกทีฟ	\tilde{p}_L	q_L

จากตารางที่ 4.1 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังรีแอกทีฟให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง ต้องกำหนดค่า p_L^* และ q_L^* เท่ากับ \tilde{p}_L และ q_L ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อนำสมการที่ (4.24) มาเขียนใหม่จะได้สมการที่ (4.25) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p}_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

โดยที่ \tilde{p}_L คือ ปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟที่ได้จากการแยกออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน (\bar{p}_L) ซึ่งการแยกปริมาณดังกล่าวจะใช้วงจรกรอง (Filter) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะทดสอบใช้วงจรกรอง 2 ชนิด คือ วงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำ ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ



รูปที่ 4.3 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การแยกปริมาณฮาร์มอนิก ว่าวงจรประเภทใดให้ผลการตรวจจับดีที่สุด ซึ่งรายละเอียดจะนำเสนอในหัวข้อต่อไป

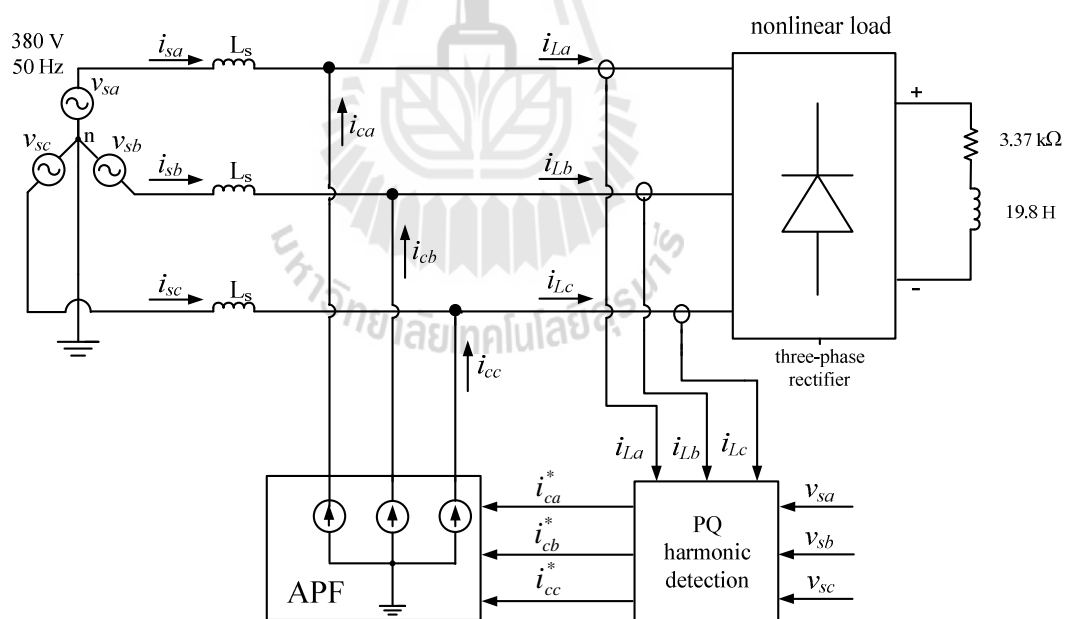
ขั้นที่ 4 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกนสามเฟส (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*) โดยใช้สมการที่ (4.26)

จากขั้นตอนการคำนวณทั้งหมดดังที่กล่าวข้างต้น สามารถเขียนเป็นแผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลได้ดังรูปที่ 4.3

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

4.6 การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การปรับปรุงสมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง มีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการตรวจจับฮาร์มอนิกให้ดีขึ้นกว่าเดิม ซึ่งการปรับปรุงสมรรถนะดังกล่าวจะปรับปรุงที่วงจรกรองสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานภายในขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ดังปรากฏที่บล็อก Filter ในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.4 ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

4.6.1 ระบบสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก

ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 ระบบดังกล่าวจะถูกใช้สำหรับการตรวจสอบผลการตรวจจับฮาร์มอนิก ของการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานภายในการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.6.2 จากรูปที่ 4.4 ประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญดังนี้

ส่วนที่ 1 ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟส ที่มีแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายเท่ากับ 380 V_{L-L} ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz ต่อเข้ากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่มีเป็นโหลดความต้านทานเท่ากับ $3.37\text{ k}\Omega$ อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าเท่ากับ 19.8 H ซึ่งผลของการต่อโหลดดังกล่าวทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง

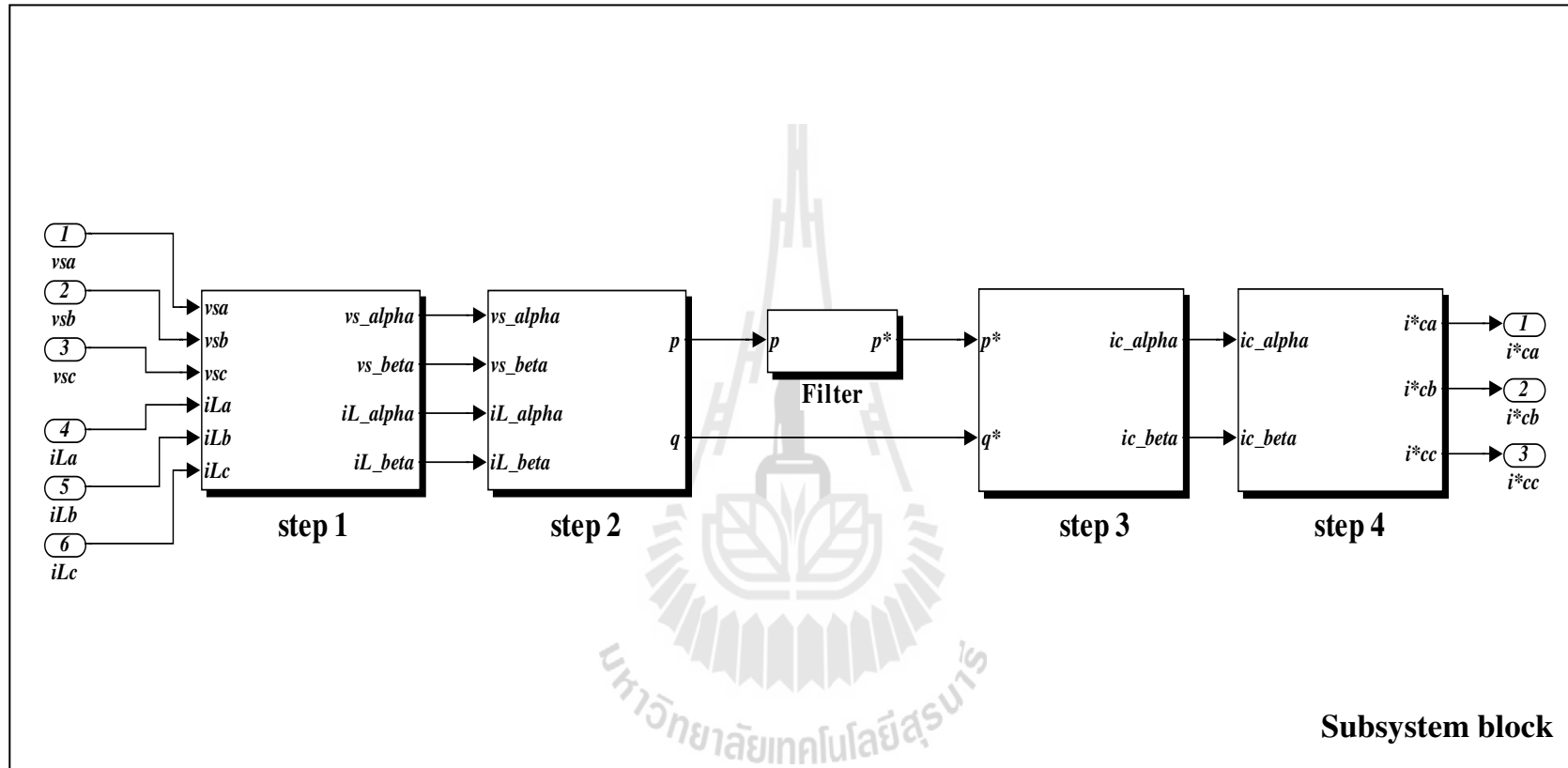
ส่วนที่ 2 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ harmonic detection) ทำหน้าที่ตรวจจับฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง เพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

ส่วนที่ 3 บล็อกวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ ทำหน้าที่ฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบไฟฟ้ากำลังเพื่อกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น โดยลักษณะรูปสัญญาณของกระแสชดเชยที่ฉีดด้วยวงจรดังกล่าวจะเหมือนกับลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทุกประการ ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก โดยไม่คำนึงโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

สำหรับการจำลองสถานการณ์ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกในรูปที่ 4.4 ดังกล่าว ทำการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง (power system blockset) ร่วมกับ simulink บนโปรแกรม MATLAB โดยในส่วนของการสร้างบล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งด้วยโปรแกรมดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 4.5

4.6.2 การทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ

การทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานโดยใช้วงจรกรอง 2 ชนิด คือ วงจรกรองผ่านสูง (High Pass Filter: HPF) และวงจรกรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter: LPF) จะทดสอบที่อันดับวงจรกรองตั้งแต่อันดับที่ 1 ถึง 3 ที่ค่าความถี่ตัด (cutoff frequency) ต่าง ๆ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่ 1 ถึง 3 ของวงจรกรองผ่านสูงและวงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) แสดงได้ดังตารางที่ 4.2 ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวจะปรากฏอยู่ในบล็อก HPF และ LPF ในรูปที่ 4.6 และ 4.7 ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 บล็อกการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทีสร้างขึ้นจากชุดบล็อก simulink ในโปรแกรม MATLAB

ตารางที่ 4.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านสูงและวงจรผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท
อันดับที่ 1 ถึงอันดับที่ 3

อันดับ วงจรกรอง	รูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน	
	วงจรกรองผ่านสูง	วงจรกรองผ่านต่ำ
1	$\frac{s}{s + \omega_c}$	$\frac{\omega_c}{s + \omega_c}$
2	$\frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}$	$\frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}$
3	$\frac{s^3}{(s + \omega_c)(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)}$	$\frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)(s^2 + \omega_c s + \omega_c^2)}$

หมายเหตุ : ω_c คือ ค่าความถี่ตัดเชิงมุม (rad/s) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $2\pi f_c$ โดยที่ f_c คือ ค่าความถี่ตัด (Hz)



รูปที่ 4.6 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง



รูปที่ 4.7 การแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

จากรูปที่ 4.6 คือ การแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ (\tilde{p}_L) ออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน (\bar{p}_L) โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งวงจรกรองผ่านสูงจะทำหน้าที่กรองปริมาณมูลฐานออกไปให้เหลือเพียงปริมาณฮาร์มอนิกเท่านั้น สำหรับรูปที่ 4.7 แสดงการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ของกำลังแอกทีฟออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐานโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งวงจรกรองผ่านต่ำจะทำหน้าที่กรองปริมาณฮาร์มอนิกออกและจะยอมให้ปริมาณมูลฐานผ่านได้เท่านั้น โดยค่าปริมาณมูลฐานที่ได้จะถูกป้อนกลับเพื่อหักลบกับค่ากำลังแอกทีฟทั้งหมดอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้เหลือเพียงปริมาณฮาร์มอนิก สำหรับกรณีนี้ชี้วัดผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกจะใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ยทั้งสามเฟส (%THD_{av}) ของกระแสทางด้าน

แหล่งจ่ายหลังการชดเชย ซึ่งมีสูตรการคำนวณเป็นไปตามสมการที่ (4.27) โดยผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง และการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ แสดงไว้ดังตารางที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ จากตารางดังกล่าวเมื่อนำค่า %THD_{av} ที่ได้จากการทดสอบมาแสดงเป็นกราฟจะได้ดังรูปที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_k^2}{3}} \quad (4.27)$$

ตารางที่ 4.3 ค่า THD_{av} จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง

ค่าความถี่ตัด (Hz)	อันดับของวงจรกรองผ่านสูง		
	1	2	3
2	5.6476	5.6652	4.7346
4	3.5317	2.3581	0.5389
6	2.1315	0.6128	3.4265
8	1.2604	2.1327	4.7183
10	0.7554	2.4264	3.0541
12	0.4960	1.8634	0.8503
14	0.3938	1.0991	1.9091
16	0.3746	0.6039	2.1534
18	0.3880	0.5041	1.5754
20	0.4121	0.5439	0.9456
30	0.5577	0.7592	1.0593
40	0.7124	0.9948	1.3836
50	0.8700	1.2352	1.7243
60	1.0279	1.4794	2.0654
70	1.1844	1.7265	2.4078
80	1.3385	1.9761	2.7508
90	1.4896	2.2278	3.0944

ตารางที่ 4.3 ค่า THD_{av} จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ
โดยใช้วงจรกรองผ่านสูง (ต่อ)

ค่าความถี่ตัด (Hz)	อันดับของวงจรกรองผ่านสูง		
	1	2	3
100	1.6371	2.4810	3.4384
110	1.7807	2.7353	3.7827
120	1.9202	2.9900	4.1269
130	2.0552	3.2442	4.4705
140	2.1856	3.4968	4.8129
150	2.3114	3.7468	5.1530

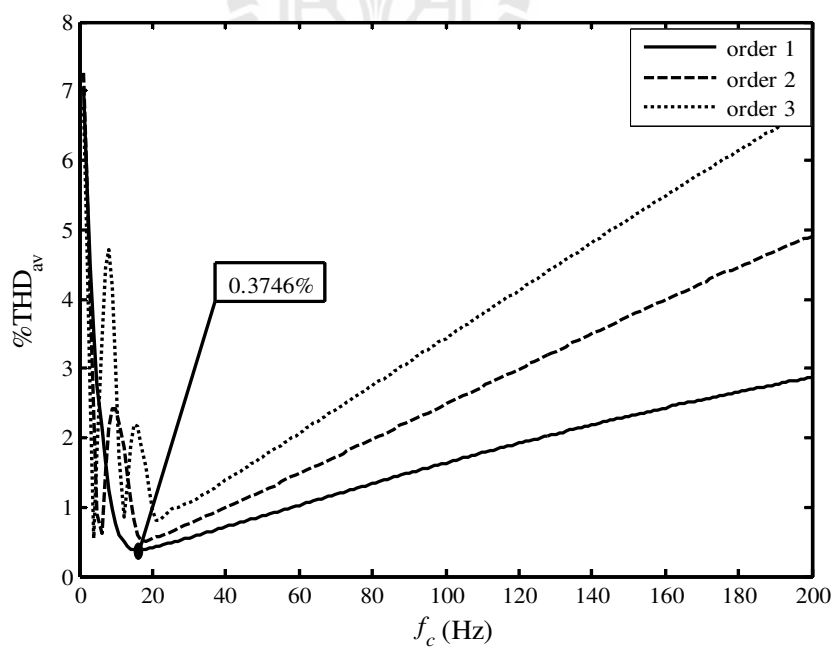
หมายเหตุ : ตัวเลขที่เป็นตัวเข้มในตารางที่ 4.3 ถึง 4.4 หมายถึงค่า THD_{av} ที่น้อยที่สุด
ที่ได้จากการทดสอบ

ตารางที่ 4.4 ค่า THD_{av} จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ
โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ

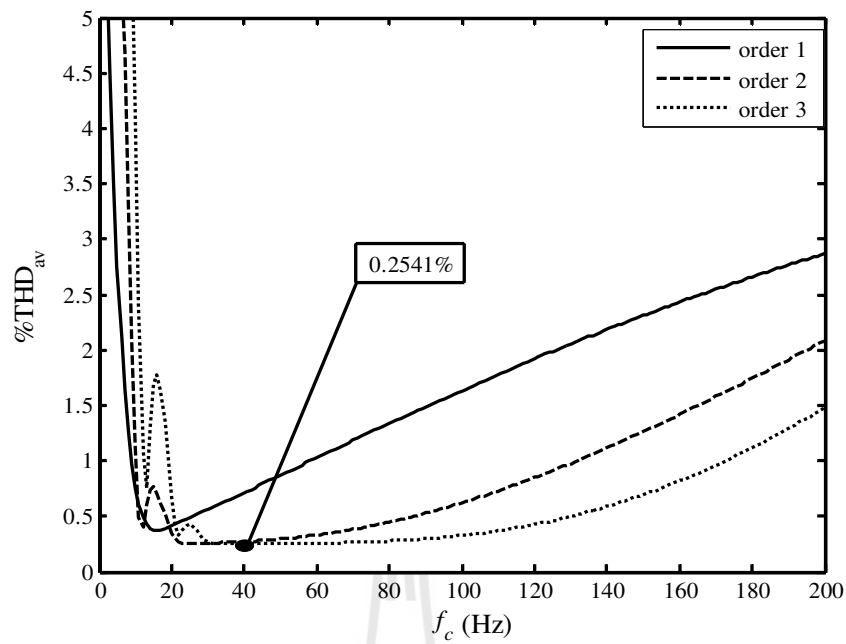
ค่าความถี่ตัด (Hz)	อันดับของวงจรกรองผ่านต่ำ		
	1	2	3
2	5.6476	13.5634	21.8480
4	3.5317	9.8369	17.3725
6	2.1315	6.2837	12.8892
8	1.2604	3.2730	8.3352
10	0.7555	1.1302	4.1603
12	0.4960	0.4001	1.0538
14	0.3938	0.7350	1.3071
16	0.3746	0.7129	1.7785
18	0.3881	0.5221	1.3544
20	0.4121	0.3498	0.6636
30	0.5577	0.2610	0.2698
40	0.7124	0.2721	0.2541
50	0.8700	0.2944	0.2556

ตารางที่ 4.4 ค่า THD_{av} จากผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ
โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ (ต่อ)

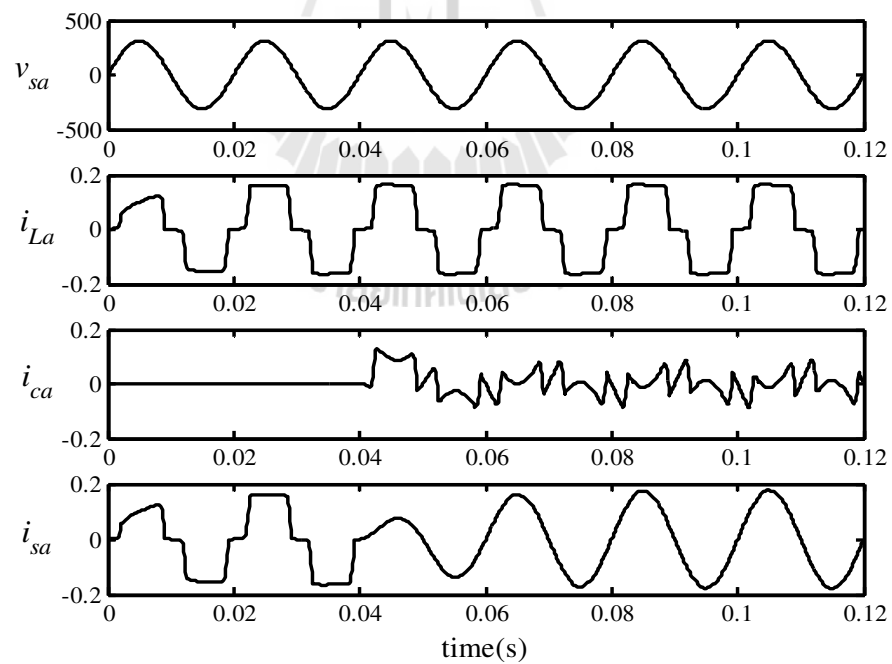
ค่าความถี่ตัด (Hz)	อันดับของวงจรกรองผ่านต่ำ		
	1	2	3
60	1.0279	0.3302	0.2589
70	1.1844	0.3811	0.2653
80	1.3385	0.4472	0.2768
90	1.4896	0.5280	0.2960
100	1.6371	0.6225	0.3256
110	1.7807	0.7297	0.3681
120	1.9202	0.8484	0.4254
130	2.0552	0.9778	0.4986
140	2.1856	1.1168	0.5885
150	2.3114	1.2643	0.6953



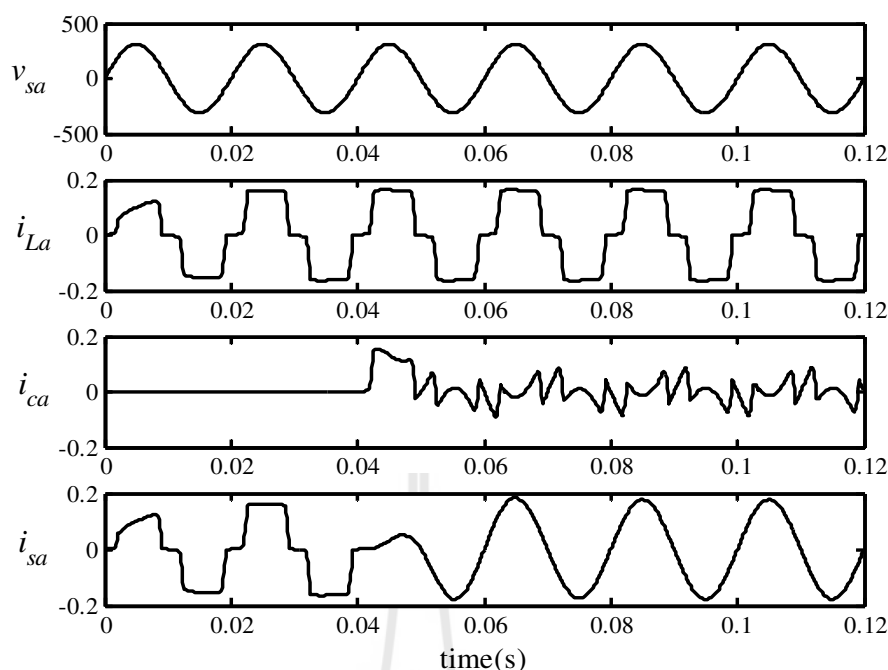
รูปที่ 4.8 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านสูง



รูปที่ 4.9 ผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำ



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงแยกปริมาณฮาร์มอนิก



รูปที่ 4.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำแยกปริมาณฮาร์มอนิก

จากรูปที่ 4.8 พบว่าค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยที่ได้จากการจำลองสถานการณ์โดยใช้วงจรกรองผ่านสูงอันดับที่ 1 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 16 Hz ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า $\%THD_{av}$ น้อยที่สุดเท่ากับ 0.3746% โดยการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ดูได้จากรูปที่ 4.10 จากรูปดังกล่าวผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (i_{sa}) หลังการชดเชยตั้งแต่เวลา 0.04 วินาที เป็นต้นไป มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้นเมื่อเทียบกับรูปสัญญาณก่อนการชดเชยในช่วงเวลาเริ่มต้นตั้งแต่เวลา 0 ถึง 0.04 วินาที โดยรูปสัญญาณ i_{sa} หลังการชดเชยจะเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.085 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากผลของวงจรกรองผ่านสูงที่ทำให้รูปสัญญาณกระแสดังกล่าวมีเวลาประวิงเกิดขึ้นในช่วงเริ่มต้น แต่เมื่อเวลาผ่านไปหลัง 0.085 วินาที พบว่ารูปสัญญาณกระแสเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 0.165 A สำหรับผลการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 4.9 สังเกตได้ว่าค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยมีค่า THD_{av} น้อยที่สุดเท่ากับ 0.2541% โดยการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ดูได้จากรูปที่ 4.11 จากรูปดังกล่าวผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณ i_{sa} หลังการชดเชย

เป็นรูปไซน์มากขึ้นเช่นกัน โดยจะเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.07 วินาที ซึ่งหลังจากเวลาดังกล่าวพบว่ารูปสัญญาณกระแสดังกล่าวเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 0.165 A เช่นเดียวกัน สำหรับค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าทั้งสามเฟสของทั้งสองกรณีแสดงไว้ดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย		
	ค่า %THD ก่อนการชดเชย	ค่า %THD หลังการชดเชย	
		กรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก	กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก
<i>a</i>	25.5048	0.3961	0.2782
<i>b</i>	25.5045	0.3752	0.2483
<i>c</i>	25.5038	0.3513	0.2338
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	25.5044	0.3746	0.2541

จากตารางที่ 4.5 สังเกตได้ว่าค่า %THD เฉลี่ยทั้งสามเฟส หรือ $\%THD_{av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชย กรณีใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกมีค่าน้อยที่สุดและมีค่าเท่ากับ 0.2541% จากค่าดังกล่าวเมื่อเปรียบเทียบกับค่า $\%THD_{av}$ ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย พบว่าค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยมีค่าน้อยกว่ามาก ซึ่งบ่งชี้ว่าปริมาณฮาร์มอนิกของระบบไฟฟ้ากำลังหลังการชดเชยมีค่าลดลงมากเช่นกัน และจากผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 4.11 รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเพียง 0.07 วินาที ซึ่งน้อยกว่ากรณีใช้วงจรกรองผ่านสูงในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิก ให้สมรรถนะดีที่สุดสำหรับการตรวจจับฮาร์มอนิก

4.7 สรุป

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่มีประสิทธิภาพสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งวิธีดังกล่าวสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสทั้งชนิดสมดุลและไม่สมดุล ทั้งลักษณะรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเป็นรูปไซน์

และไม่เป็นรูปไข่ อย่างไรก็ตามในบทนี้ นอกจากจะนำเสนอทฤษฎีที่สำคัญต่าง ๆ ของวิธีการตรวจจับดังกล่าวแล้ว ยังได้มีการนำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยการทดสอบสมรรถนะการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากปริมาณกำลังแอกทีฟมูลฐาน ซึ่งผลการทดสอบพบว่าการแยกปริมาณฮาร์มอนิกที่ใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับวงจรครั้งที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ให้สมรรถนะในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกดีที่สุด ซึ่งเป็นผลให้การตรวจจับฮาร์มอนิกมีประสิทธิภาพดีขึ้นด้วยเช่นกัน

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้รับการตีพิมพ์แล้วดังนี้

-ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี (รอกการตีพิมพ์)



บทที่ 5

การสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

5.1 กล่าวนำ

บทนี้นำเสนอการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เนื้อหาประกอบด้วย อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันและกระแสไฟฟ้า การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ความถี่ตัด 40 Hz สำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ รายละเอียดการ์ด DSP วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก และซอฟต์แวร์โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งบนการ์ด DSP ด้วยภาษาซี รวมถึงผลการทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว

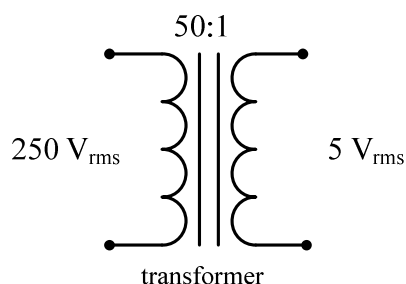
5.2 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันและกระแสไฟฟ้า

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ใช้แรงดันและกระแสไฟฟ้าเป็นอินพุตสำหรับการคำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงเป็นการนำเสนออุปกรณ์ที่ใช้สำหรับตรวจวัดแรงดันและกระแสไฟฟ้างานนี้

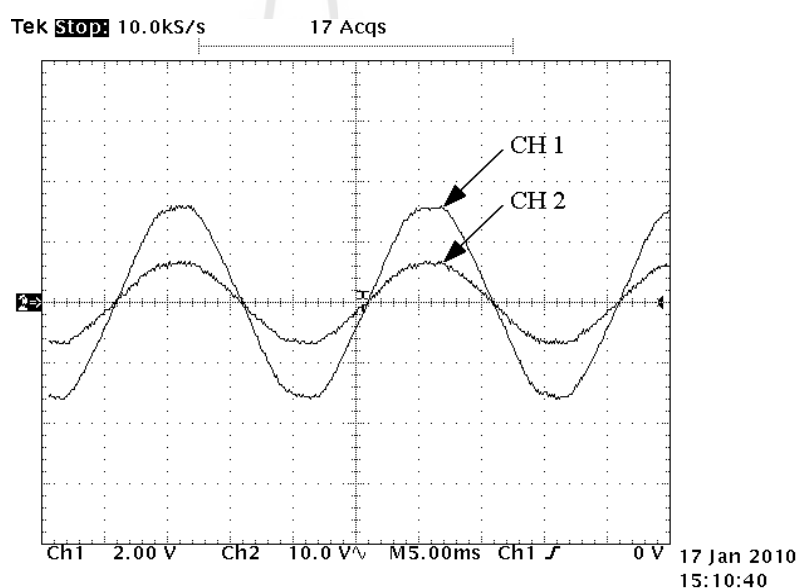
5.2.1 อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

การตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าสำหรับการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ทำการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสจำนวน 3 ตัว สำหรับการตรวจวัดค่าแรงดันไฟฟ้าในแต่ละเฟส และเนื่องจากระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสเท่ากับ 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส (ระบบไฟฟ้าดังรูปที่ 4.4 ในบทที่ 4) ดังนั้น หม้อแปลงดังกล่าวจึงมีค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิเท่ากับ 250 โวลต์อาร์เอ็มเอส และพิกัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิเท่ากับ 5 โวลต์อาร์เอ็มเอส ดังรูปที่ 5.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้มีการทดสอบหม้อแปลงดังกล่าวโดยการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าของระบบที่พิจารณา ซึ่งผลการทดสอบกรณีเฟส a ดูได้จากรูปที่ 5.2 จากรูปดังกล่าวช่องสัญญาณที่ 1 (CH 1) คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิซึ่งมีค่าเท่ากับ 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส (ค่ายอดแรงดันประมาณ 311 โวลต์) โดยค่าที่อ่านได้จากออสซิลอสโคป CH 1 ต้องคูณด้วย 100 เนื่องจากการตรวจวัดผ่านอุปกรณ์ป้องกันความเสียหายของออสซิลอสโคป โดยอุปกรณ์ดังกล่าวทำหน้าที่ลดทอนค่าแรงดันไฟฟ้าในอัตราส่วน

1 ต่อ 100 ก่อนเข้าออสซิลอโคป สำหรับค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิได้จากช่องสัญญาณที่ 2 (CH 2) ซึ่งมีค่าประมาณ 4.4 โวลต์อาร์เอ็มเอส (ค่ายอดแรงดันประมาณ 6.25 โวลต์)



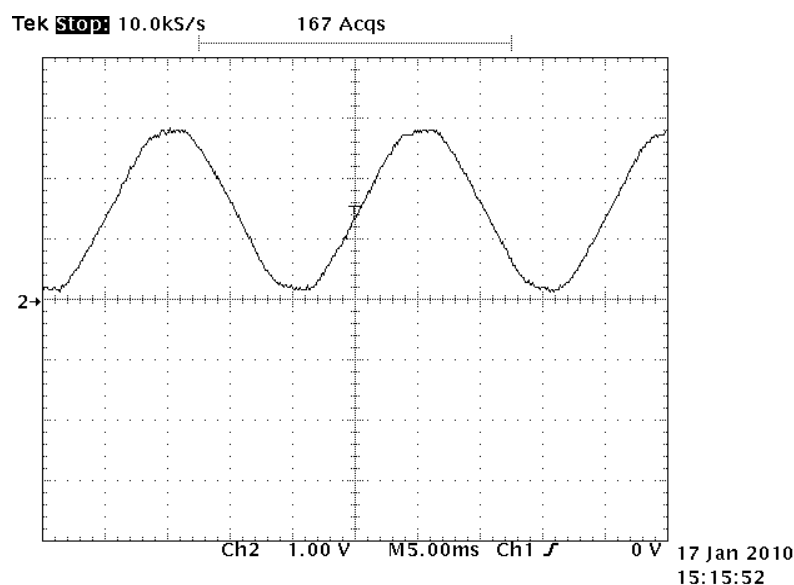
รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้สำหรับตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 5.2 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า

จากผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้าสังเกตได้ว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมีเฟสตรงกัน ซึ่งหมายถึงแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิไม่มีการเลื่อนเฟส นอกจากนี้สังเกตได้ว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิมีทั้งค่าบวกและลบ ซึ่งก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้าดังกล่าวเข้าการ์ด DSP จะต้องทำการปรับขนาดและเปลี่ยนรูปสัญญาณให้มีแต่ค่าบวก ทั้งนี้เนื่องจากวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลภายในการ์ด DSP รับค่าอินพุตได้ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์เท่านั้น การปรับขนาดและเปลี่ยนรูปสัญญาณให้อยู่ในช่วงที่กำหนดดังกล่าว

ผู้วิจัยได้ใช้วงจรปรุ้งแต่งสัญญาณเป็นตัวดำเนินการ ซึ่งหลังจากรูปสัญญาณไฟฟ้าทางด้านทฤษฎีนี้ ดัง CH 2 ในรูปที่ 5.2 ผ่านเข้าวงจรดังกล่าวจะมีลักษณะรูปสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 5.3 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ามีการเลื่อนขึ้นอยู่ในฝั่งบวกทั้งหมด และมีค่าไม่เกิน 3 โวลต์ตามที่ต้องการ

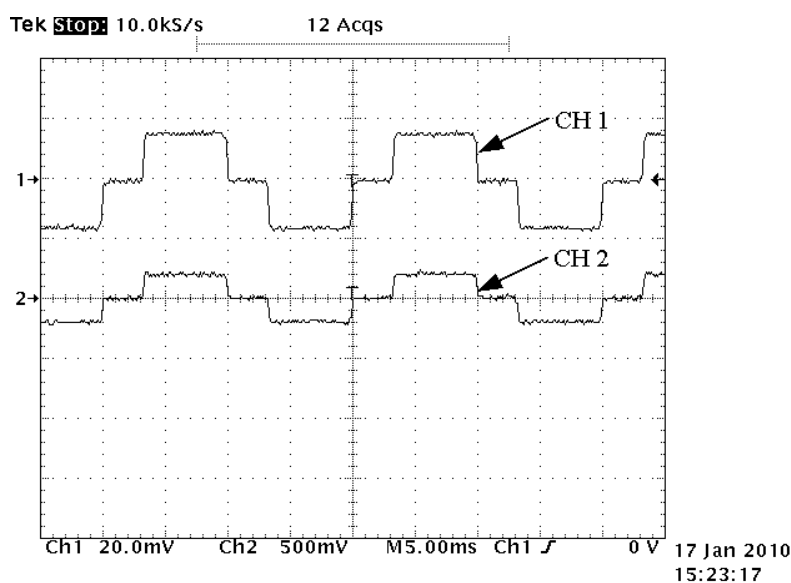


รูปที่ 5.3 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรปรุ้งแต่งสัญญาณกรณีตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

5.2.2 อุปกรณ์ตรวจกระแสไฟฟ้า

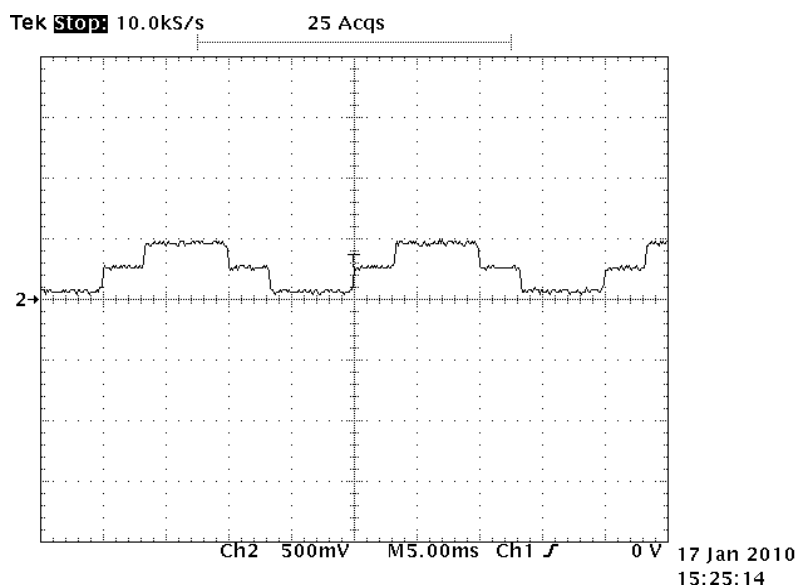
การตรวจวัดกระแสไฟฟ้าสำหรับการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ทำการตรวจวัดกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดของระบบไฟฟ้ากำลังทั้งสามเฟส (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) โดยอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการตรวจวัดกระแสไฟฟ้างานวิจัย วิทยานิพนธ์นี้ใช้ของบริษัท Koshin Electric Corporation รุ่น HC-PSG ซึ่งเป็นอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้าแบบฮอลล์ (hall current sensor) มีย่านการตรวจวัดในช่วง 0 ถึง 3 แอมแปร์อาร์เอ็มเอส งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ทำการทดสอบอุปกรณ์ดังกล่าวโดยทำการตรวจวัดกระแสของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ซึ่งระบบดังกล่าวต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ มีโหลดความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ขนาดกระแสของโหลดดังกล่าวมีค่าเท่ากับ 0.117 แอมแปร์อาร์เอ็มเอส (ค่าขดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 0.165 แอมแปร์) ผลการตรวจวัดกระแสไฟฟ้ากรณีเฟส a แสดงได้ดังรูปที่ 5.4 จากรูปดังกล่าว CH 1 คือ รูปสัญญาณที่ได้จากการใช้โพรบวัดกระแส (current probe) เป็นตัวตรวจวัด ซึ่งอ่านค่าขดได้ประมาณ 16.5 มิลลิโวลต์ ซึ่งเท่ากับ

0.165 แอมแปร์ ทั้งนี้เนื่องจากโพรบดังกล่าวมีอัตราส่วนในการวัด 100 มิลลิโวลต์ต่อ 1 แอมแปร์ สำหรับ CH 2 คือ รูปสัญญาณที่ได้จากการใช้อุปกรณ์ตรวจรู้กระแส โดยอุปกรณ์ดังกล่าวจะให้ค่าเอาต์พุตในรูปของค่าแรงดันไฟฟ้า ซึ่งอ่านค่ายอดของแรงดันเอาต์พุตได้เท่ากับ 200 มิลลิโวลต์ นอกจากนี้สังเกตได้ว่าเฟสของรูปสัญญาณที่ได้จากการตรวจวัดโดยใช้โพรบวัดกระแส (CH 1) และจากอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสที่ผู้วิจัยใช้ (CH 2) มีเฟสตรงกัน



รูปที่ 5.4 ผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า

จากผลการทดสอบอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้าสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณที่ได้จากอุปกรณ์ตรวจรู้ดังกล่าว (CH 2) มีทั้งค่าบวกและค่าลบ ดังนั้นก่อนส่งสัญญาณดังกล่าวไปยังการ์ด DSP จำเป็นต้องผ่านวงจรปรั้งแต่งสัญญาณก่อน เพื่อเปลี่ยนรูปสัญญาณดังกล่าวให้มีแต่ค่าบวกทั้งหมด และอยู่ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์ เช่นเดียวกับกรณีการตรวจวัดค่าแรงดันไฟฟ้า ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจรปรั้งแต่งสัญญาณกรณีการตรวจวัดกระแสไฟฟ้า แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณมีการเลื่อนขึ้นอยู่ในฝั่งบวกทั้งหมด และมีค่าไม่เกิน 3 โวลต์ตามที่ต้องการ

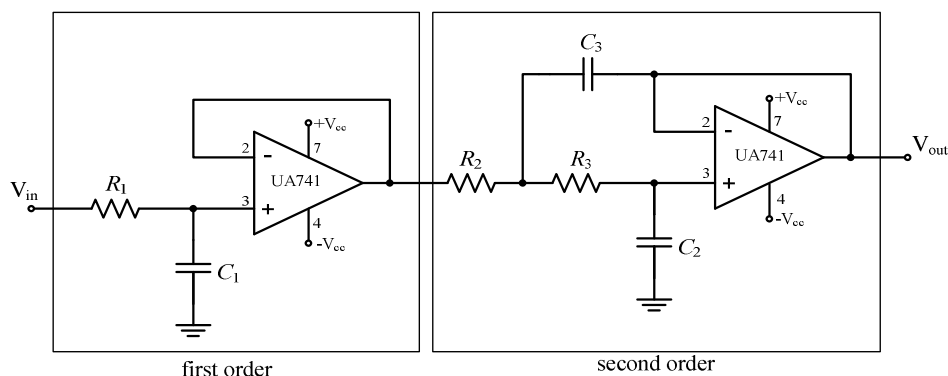


รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้อนกลับสัญญาณกรณิตรวดจักระไฟฟ้า

5.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิก ของกำลังแอกทีฟ

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ในส่วนของการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ (\tilde{p}_L) ออกจากกำลังแอกทีฟมูลฐาน (\bar{p}_L) โดยใช้วงจรกรอง ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ทำการทดสอบใช้วงจรกรอง 2 ชนิดโดยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ คือ วงจรกรองผ่านสูง และวงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.6 จากบทที่ผ่านมาโดยผลการทดสอบพบว่าวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ให้สมรรถนะในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟดีที่สุด ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำดังกล่าว เพื่อนำไปใช้ในการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่สร้างขึ้นจากไอซีออปแอมป์แบบ unity-gain Sallen-Key แสดงได้ดังรูปที่ 5.6 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 เกิดขึ้นจากการนำวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2 มาต่อเรียงกัน (cascade connection) โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ความต้านทาน R_1 R_2 R_3 และค่าตัวเก็บประจุ C_1 C_2 C_3 ที่ปรากฏในวงจรดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรกรอง และค่าความถี่ตัด โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับ 3 ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังที่ได้นำเสนอไว้แล้วในตารางที่ 4.2 ในบทที่ 4 จากฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวเมื่อนำมาเขียนใหม่โดยการ



รูปที่ 5.6 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 แบบ unity-gain Sallen-Key

$$T(s) = \frac{1}{\underbrace{(s+1)}_{\text{first order}} \underbrace{(s^2+s+1)}_{\text{second order}}} \quad (5.1)$$

นอร์มัลไลซ์ (normalization) แสดงได้ดังสมการที่ (5.1) และจากชนิดของวงจรกรองและค่าความถี่ตัดดังกล่าว การออกแบบค่าพารามิเตอร์ R_1 R_2 R_3 และ C_1 C_2 C_3 ของวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 จึงมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1 ทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ $C_1 = 1 \mu\text{F}$

ขั้นที่ 2 กำหนดค่าความต้านทาน R_1 โดยใช้สมการที่ (5.2) ดังนี้

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} \quad (5.2)$$

โดยที่ a_1 คือ สัมประสิทธิ์หน้า s ของวงจรกรองอันดับที่ 1 ในสมการที่ (5.1)

ซึ่งจากสมการดังกล่าวสังเกตได้ว่า a_1 มีค่าเท่ากับ 1

จากขั้นที่ 1 ที่ได้ทำการเลือกใช้ค่า $C_1 = 1 \mu\text{F}$ ดังนั้น จากสมการที่ (5.1) จะได้ว่า

$$R_1 = \frac{1}{2\pi(40)(1 \times 10^{-6})} = 3.978 \text{ k}\Omega$$

ขั้นที่ 3 ทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_2 ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$

ขั้นที่ 4 กำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_3 โดยใช้สมการที่ (5.3)

$$C_3 \geq C_2 \frac{4b_2}{a_2^2} \quad (5.3)$$

โดยที่ a_2 คือ สัมประสิทธิ์หน้า s ของวงจกรองอันดับที่ 2 ในสมการที่ (5.1)

ซึ่งจากสมการดังกล่าวสังเกตได้ว่า a_2 มีค่าเท่ากับ 1

b_2 คือ สัมประสิทธิ์หน้า s^2 ของวงจกรองอันดับที่ 2 ในสมการที่ (5.1)

ซึ่งจากสมการดังกล่าวสังเกตได้ว่า b_2 มีค่าเท่ากับ 1

จากขั้นที่ 3 ที่ได้ทำการเลือกใช้ค่า $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$ ดังนั้น จากสมการที่ (5.3) จะได้ว่า

$$C_3 \geq (0.1 \times 10^{-6}) \frac{4(1)}{(1)^2} = 0.4 \mu\text{F} \quad (\text{ผู้วิจัยเลือกใช้ค่า } C_2 = 1 \mu\text{F})$$

ขั้นที่ 5 คำนวณค่าความต้านทาน R_2 และ R_3 โดยใช้สมการที่ (5.4) และ (5.5) ดังนี้

$$R_2 = \frac{a_2 C_3 - \sqrt{a_2^2 C_3^2 - 4b_2 C_2 C_3}}{4\pi f_c C_2 C_3} \quad (5.4)$$

$$R_3 = \frac{a_2 C_3 + \sqrt{a_2^2 C_3^2 - 4b_2 C_2 C_3}}{4\pi f_c C_2 C_3} \quad (5.5)$$

จากสมการที่ (5.4) และ (5.5) แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามสมการ จะได้ว่า

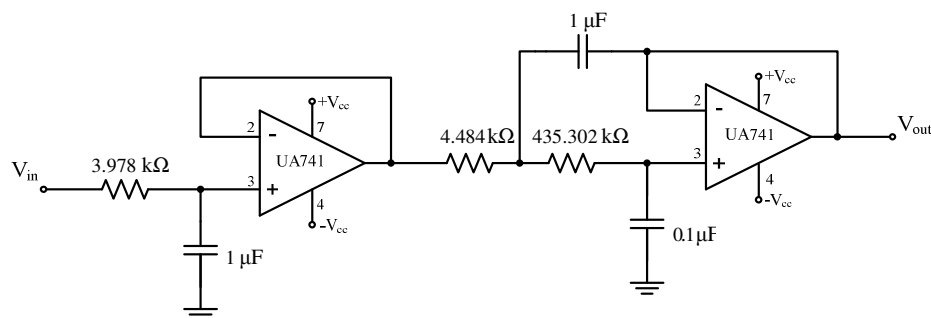
$$R_2 = \frac{(1)(1 \times 10^{-6}) - \sqrt{(1)^2 (1 \times 10^{-6})^2 - 4(1)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})}}{4\pi(40)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})} = 4.484 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{(1)(1 \times 10^{-6}) + \sqrt{(1)^2 (1 \times 10^{-6})^2 - 4(1)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})}}{4\pi(40)(0.1 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-6})} = 435.302 \text{ k}\Omega$$

หมายเหตุ : การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำข้างต้นสามารถขยายละเอียดเพิ่มเติมได้

จากหนังสือ Ob Amps For Everyone (Mancini, 2002)

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ R_1 R_2 R_3 และค่าตัวเก็บประจุ C_1 C_2 C_3 ของวงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ทำให้ได้วงจรกรองสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟแสดงดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจรกรองผ่านต่ำชนิดบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 3 ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz

5.4 การ์ด DSP

การสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้การ์ด DSP เป็นตัวประมวลผล ซึ่งการ์ด DSP ดังกล่าวเป็นของบริษัท Texas Instruments รุ่น eZdsp™ F2812 มีความเร็วในการประมวลผลของซีพียูเท่ากับ 150 เมกะเฮิร์ตซ์ สถาปัตยกรรมของซีพียูเป็น 32 บิต และมีวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ภายในตัว จำนวน 16 ช่องสัญญาณ แต่ละช่องสัญญาณมีความแยกชัด (resolution) 12 บิต โดยจะกระจายอยู่ใน 2 พอร์ต คือ พอร์ต P5 และ P9 ซึ่งการจัดเรียงพินคู่ได้จากรูปที่ 5.8 และรายละเอียดของแต่ละพินแสดงไว้ดังตารางที่ 5.1

P5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
P9	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19

รูปที่ 5.8 การจัดเรียงพินของช่องสัญญาณวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

จากตารางที่ 5.1 ส่วนที่ถูกแรเงา คือ พินที่ถูกเลือกใช้งานในงานวิจัยวิทยานิพนธ์สำหรับสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยพินที่ 1 ถึง 3 (ADCB0 ถึง ADCB2) ของพอร์ต P5 ถูกใช้เป็นช่องรับสัญญาณแอนะล็อกอินพุตแรงดันไฟฟ้าเฟส a เฟส b และเฟส c หรือ v_{sa} v_{sb} และ v_{sc} ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณแรงดันดังกล่าวได้จากอุปกรณ์ตรวจรู้แรงดันไฟฟ้าและผ่านวงจรปรั้งแต่งสัญญาณ ดังที่ได้นำเสนอไว้แล้วในหัวข้อที่ 5.2.1 ส่วนพินที่ 4 (ADCB3)

ของพอร์ต P5 คือ พินที่ถูกใช้เป็นช่องรับสัญญาณแอนะล็อกปริมาณมาตรฐานของกำลังแอกทีฟ หรือ \bar{p}_L โดยปริมาณมาตรฐานดังกล่าว คือ เอาต์พุตที่ได้จากการนำกำลังแอกทีฟ (p_L) ผ่านเข้าวงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 5.7 ในหัวข้อที่ผ่านมา สำหรับพินที่ 2 4 และ 6 (ADCA0 ถึง ADCA2) ของพอร์ต P9 ถูกใช้เป็นช่องรับสัญญาณแอนะล็อกอินพุตกระแสไฟฟ้า i_{La} i_{Lb} และ i_{Lc} ตามลำดับ โดยสัญญาณกระแสดังกล่าวได้จากอุปกรณ์ตรวจรู้กระแสไฟฟ้า และผ่านวงจรปรั้งแต่งสัญญาณเช่นกัน ดังที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.2.2

ตารางที่ 5.1 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P5 และ P9 ใน eZdsp™ F2812

พินพอร์ต P5	ช่องสัญญาณ ADC	พินพอร์ต P9	ช่องสัญญาณ ADC	พินพอร์ต P9	ช่องสัญญาณ ADC
1	ADCB0	1	GND	2	ADCA0
2	ADCB1	3	GND	4	ADCA1
3	ADCB2	5	GND	6	ADCA2
4	ADCB3	7	GND	8	ADCA3
5	ADCB4	9	GND	10	ADCA4
6	ADCB5	11	GND	12	ADCA5
7	ADCB6	13	GND	14	ADCA6
8	ADCB7	15	GND	16	ADCA7
9	ADCREFM	17	GND	18	VREFLO
10	ADCREFP	19	GND	20	No connect

P4	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
P8	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39
P7	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10										

รูปที่ 5.9 การจัดเรียงพินพอร์ตไอโอของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

นอกจากพอร์ตรับสัญญาณแอนะล็อกดังกล่าว การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 ยังมีพอร์ต ไอโอ (I/O ports) ทั้งหมด 3 พอร์ต คือ พอร์ต P4 P7 และ P8 โดยมีการจัดเรียงพินต่าง ๆ ดังรูป

ที่ 5.9 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P4 และ P8 คู่มือได้จากตารางที่ 5.2 และรายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P7 คู่มือได้จากตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.2 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P4 และ P8 ใน eZdsp™ F2812

พินพอร์ต P4	รายละเอียด ของพิน	พินพอร์ต P8	รายละเอียด ของพิน	พินพอร์ต P8	รายละเอียด ของพิน
1	+3.3 V	1	+3.3 V	2	+3.3 V
2	XINT2/ADCSOC	3	SCITXDA	4	SCIRXDA
3	MCLKXA	5	XINT1n/XBIO _n	6	A8
4	MCLKRA	7	A9	8	A10
5	MFSXA	9	A0	10	A1
6	MFSRA	11	A2	12	A3
7	MDXA	13	A4	14	A5
8	MDRA	15	A6	16	A7
9	No connect	17	A11	18	A12
10	GND	19	GND	20	GND
11	B9	21	No connect	22	XINT1N/XBIO _n
12	B10	B7	SPISIMOA	24	SPISOMIA
13	B6	25	SPICLKA	26	SPISTEA
14	B7	27	CANTXA	28	CANRXA
15	B11	29	XCLKOUT	30	B0
16	B12	31	B1	32	B2
17	XF/XPLLDIS _n	33	B3	34	B4
18	SCITXDB	35	B5	36	B8
19	SCIRXDB	37	T1CTRIIP/PDPINTA _n	38	T3CTRIIP/PDPPIINTB _n
20	GND	39	GND	40	GND

จากตารางที่ 5.2 พินที่ 11 13 และ 14 ของพอร์ต P4 พินที่ 6 ถึง 19 และพินที่ 30 ถึง 36 ของพอร์ต P8 (ส่วนที่แรเงา) รวมถึงพินที่ 1 ถึง 3 ของพอร์ต P7 (ส่วนที่แรเงา) ในตารางที่ 5.3 คือ

พินที่ถูกเลือกใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์สำหรับใช้เชื่อมต่อและส่งข้อมูลไปยังวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกซึ่งวงจรดังกล่าวอยู่ภายนอกการ์ด DSP โดยจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.5

หมายเหตุ : รายละเอียดอื่น ๆ เกี่ยวกับการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สามารถค้นคว้าเพิ่มเติม

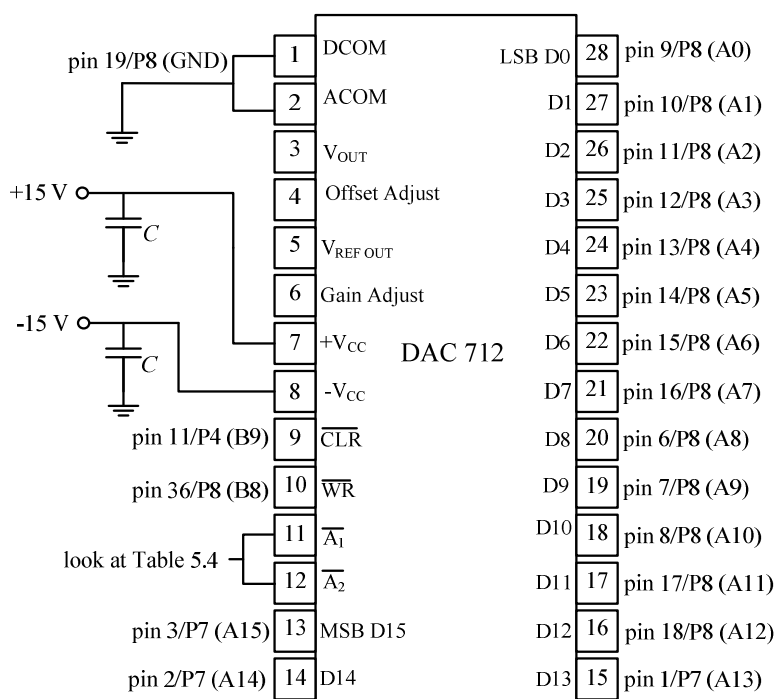
ได้จาก <http://www.ti.com>

ตารางที่ 5.3 รายละเอียดแต่ละพินของพอร์ต P7 ใน eZdsp™ F2812

พินพอร์ต P7	รายละเอียดของพิน
1	A13
2	A14
3	A15
4	T2CTRIpN/EVASOCn
5	B13
6	B14
7	B15
8	T4CTRIpN/EVB SOCn
9	No connect
10	GND

5.5 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP จำเป็นต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (DAC) ทั้งหมด 4 ช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณที่ 1 ใช้สำหรับแปลงสัญญาณดิจิทัลของกำลังแอกทีฟให้เป็นแอนะล็อกก่อนนำเข้าวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อแยกปริมาณฮาร์มอนิก และช่องสัญญาณที่ 2 ถึง 4 คือ กระแสอ้างอิงสามเฟสสำหรับการชดเชย (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*) ที่ได้จากการคำนวณตามวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่นำเสนอก่อนหน้านี้ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกดังกล่าวงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ไอซีแปลงสัญญาณเบอร์ DAC712 ของ Burr-Brown ซึ่งมีความแยกชัด 16 บิต การเชื่อมต่อไอซีทั้งสี่ตัวกับพอร์ตไอโอของการ์ด DSP จะเหมือนกันดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.10 ยกเว้นขาที่ 11 และ 12 (\bar{A}_0 และ \bar{A}_1) ซึ่งจะเป็นขาที่ใช้กำหนดหรือระบุการทำงานเฉพาะไอซีแต่ละตัว โดยการเชื่อมต่อขาที่ 11 และ 12 ของไอซี DAC712 แต่ละตัวกับการ์ด DSP ดังได้จากตารางที่ 5.4



รูปที่ 5.10 การเชื่อมต่อไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกกับพอร์ตไอโอของการ์ด DSP

ตารางที่ 5.4 การเชื่อมต่อขาที่ 11 และ 12 ของไอซี DAC712 ทั้งสี่ตัวกับการ์ด DSP

ไอซี DAC712		พิน/พอร์ต ของการ์ด DSP ที่ใช้เชื่อมต่อ	รายละเอียดของพิน
ตัวที่ 1	\overline{A}_0	pin 30/P8	B0
	\overline{A}_1	pin 31/P8	B1
ตัวที่ 2	\overline{A}_0	pin 32/P8	B2
	\overline{A}_1	pin 33/P8	B3
ตัวที่ 3	\overline{A}_0	pin 34/P8	B4
	\overline{A}_1	pin 35/P8	B5
ตัวที่ 4	\overline{A}_0	pin 13/P4	B6
	\overline{A}_1	pin 14/P4	B7

สำหรับขั้นตอนการสั่งการทำงานของไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกตัวที่ 1 ถึง 4 ทำได้โดยการใช้คำสั่งดิจิทัลเวิร์ด 10 บิต (B0 ถึง B9) ของการ์ด DSP โดยมีลำดับขั้นตอนแสดงได้ดังตารางที่ 5.5 ถึง 5.8 ตามลำดับ จากตารางดังกล่าว B0 ถึง B5 คือ พินที่ 30 ถึง 35 ของพอร์ต P8 B6 และ B7 คือ พินที่ 13 และ 14 ของพอร์ต P4 ส่วน B8 และ B9 คือ พินที่ 36 และ 11 ของพอร์ต

P8 และพอร์ต P4 ตามลำดับ โดยขั้นตอนที่ 1 เป็นการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับไอซี DAC712 ขั้นตอน
ที่ 2 เป็นการโหลดข้อมูล 16 บิต ซึ่งไอซีตัวที่ 1 คือ ข้อมูลกำลังแอกทีฟ ไอซีตัวที่ 2 คือ ข้อมูล
กระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส a ไอซีตัวที่ 3 คือ ข้อมูลกระแสอ้างอิงเฟส b และไอซีตัวที่ 4
คือ ข้อมูลกระแสอ้างอิงเฟส c ขั้นตอนที่ 3 เป็นการบ่งบอกถึงการสิ้นสุดการโหลดข้อมูล ขั้นตอน
4 ถึง 6 เป็นขั้นตอนสำหรับการโหลดอินพุตแลตช์ (load input lach) และขั้นตอนที่ 7 ถึง 9 เป็น
ขั้นตอนการโหลดดีทูเอแลตช์ (load D/A lach) ของไอซี DAC712

หมายเหตุ : รายละเอียดอื่น ๆ เกี่ยวกับไอซี DAC712 สามารถค้นคว้าเพิ่มเติม

ได้จาก <http://www.burr-brown.com>

ตารางที่ 5.5 ขั้นตอนการส่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 1

[illegible]

ตารางที่ 5.6 ขั้นตอนการสังการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 2

ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 2	B 9	B 8	B 7	B 6	B 5	B 4	B 3	B 2	B 1	B 0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส a ผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
ขั้นที่ 5	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
ขั้นที่ 6	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
ขั้นที่ 7	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
ขั้นที่ 8	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
ขั้นที่ 9	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1

ตารางที่ 5.7 ขั้นตอนการสังการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 3

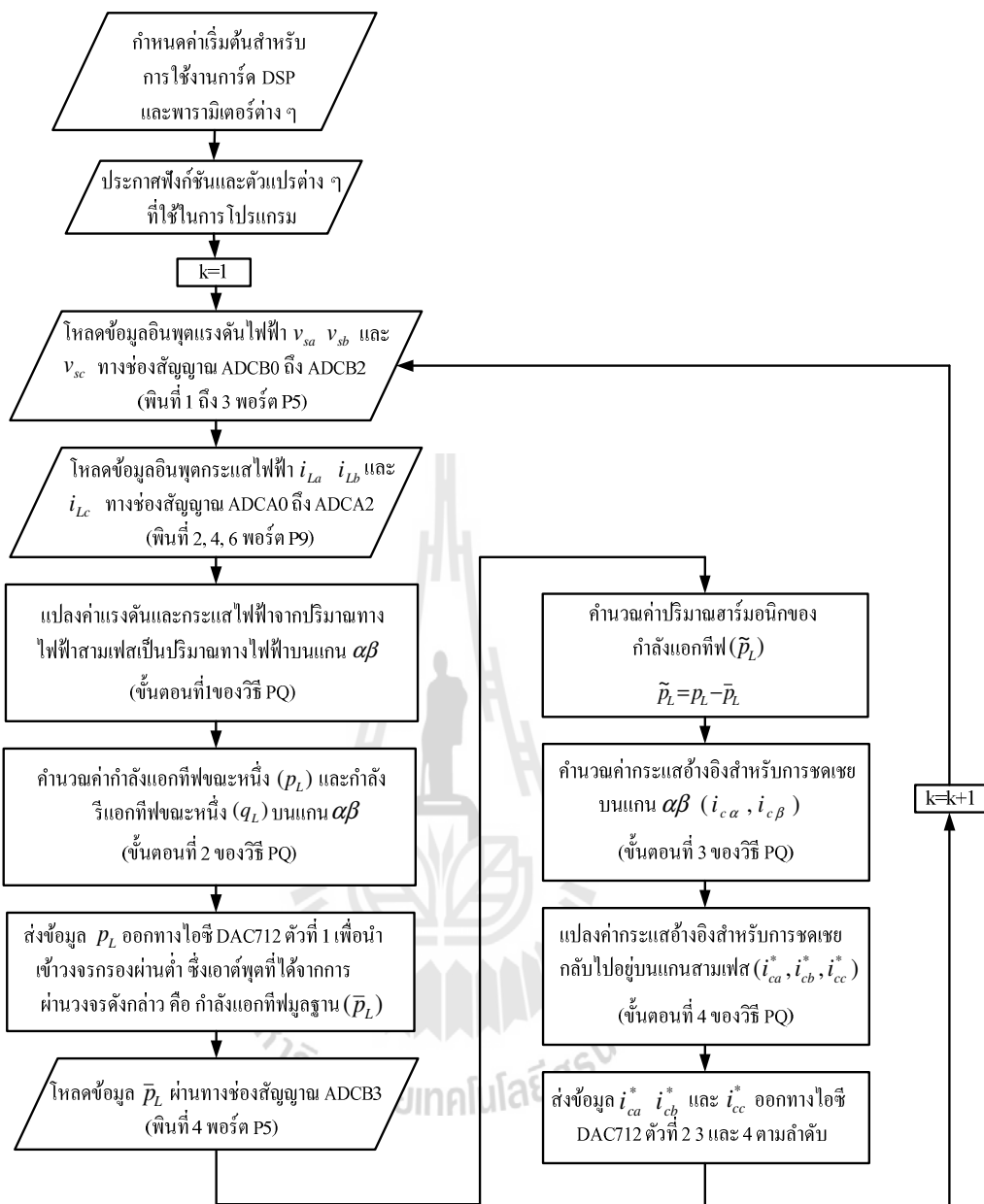
ขั้นตอนการสังการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 3	B 9	B 8	B 7	B 6	B 5	B 4	B 3	B 2	B 1	B 0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส b ผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
ขั้นที่ 5	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1
ขั้นที่ 6	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
ขั้นที่ 7	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 8	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 9	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1

ตารางที่ 5.8 ขั้นตอนการสั่งการควบคุมสำหรับไอซี DAC712 ตัวที่ 4

ขั้นตอนการสั่งการควบคุมของไอซี DAC712 ตัวที่ 4	B 9	B 8	B 7	B 6	B 5	B 4	B 3	B 2	B 1	B 0
ขั้นที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 2	โหลดข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยเฟส c ผ่านพิน A0 ถึง A15									
ขั้นที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 4	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 5	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 6	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 7	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 8	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1
ขั้นที่ 9	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1

5.6 ซอฟต์แวร์โปรแกรมการตรวจจ็ับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งบนการ์ด DSP

การตรวจจ็ับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ที่มีขั้นตอนการคำนวณตามที่ได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 4 ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอการโปรแกรมวิธีตรวจจ็ับดังกล่าวลงบนการ์ด DSP โดยใช้ภาษาซี ซึ่งแผนภูมิการโปรแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 5.11 จากรูปดังกล่าวเริ่มต้นจากการกำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการใช้งานการ์ด DSP และพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น พารามิเตอร์เริ่มต้นของฟังก์ชัน ADC เป็นต้น และต่อด้วยการประกาศฟังก์ชัน และตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้เก็บค่าในการคำนวณ จากนั้นจะทำการโหลดข้อมูลอินพุตที่ใช้ในการคำนวณสำหรับการตรวจจ็ับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ได้แก่ แรงดันไฟฟ้า v_{sa} v_{sb} และ v_{sc} ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCB0 ถึง ADCB2 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้า i_{La} i_{Lb} และ i_{Lc} ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCA0 ถึง ADCA2 ตามลำดับ ลำดับต่อไปเป็นการคำนวณเพื่อแปลงค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสไปอยู่บนแกน $\alpha\beta$ (ใช้สมการที่ (4.19) และ (4.20) ในบทที่ 4) และนำค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าดังกล่าวไปคำนวณค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (p_L) และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (q_L) บนแกน $\alpha\beta$ (ใช้สมการที่ (4.21) ในบทที่ 4) เมื่อคำนวณค่ากำลังแอกทีฟและกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเสร็จแล้ว จะทำการส่งค่ากำลังแอกทีฟออกทางไอซีแปลง



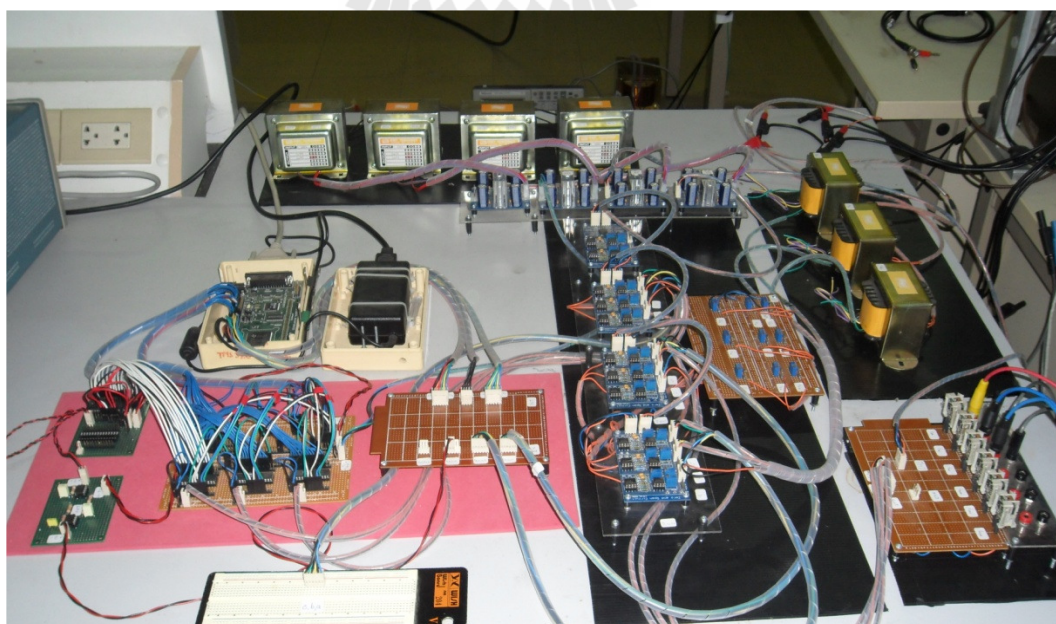
รูปที่ 5.11 แผนภูมิการ โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

สัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (DAC712) ตัวที่ 1 เพื่อนำค่ากำลังแอกทีฟที่ได้ไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อแยกปริมาณฮาร์มอนิก ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากการผ่านวงจรดังกล่าว คือ ค่ากำลังแอกทีฟมูลฐาน หรือ \bar{p}_L จากนั้นจะนำเอาต์พุตที่ได้ดังกล่าวโหลดกลับเข้ามายังการ์ด DSP ผ่านทางช่องสัญญาณ ADCB3 อีกครั้ง เพื่อนำไปคำนวณหาปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ ($\tilde{p}_L = p_L - \bar{p}_L$) ลำดับต่อไปเป็นการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน $\alpha\beta$ (i_{ca} , i_{cb})

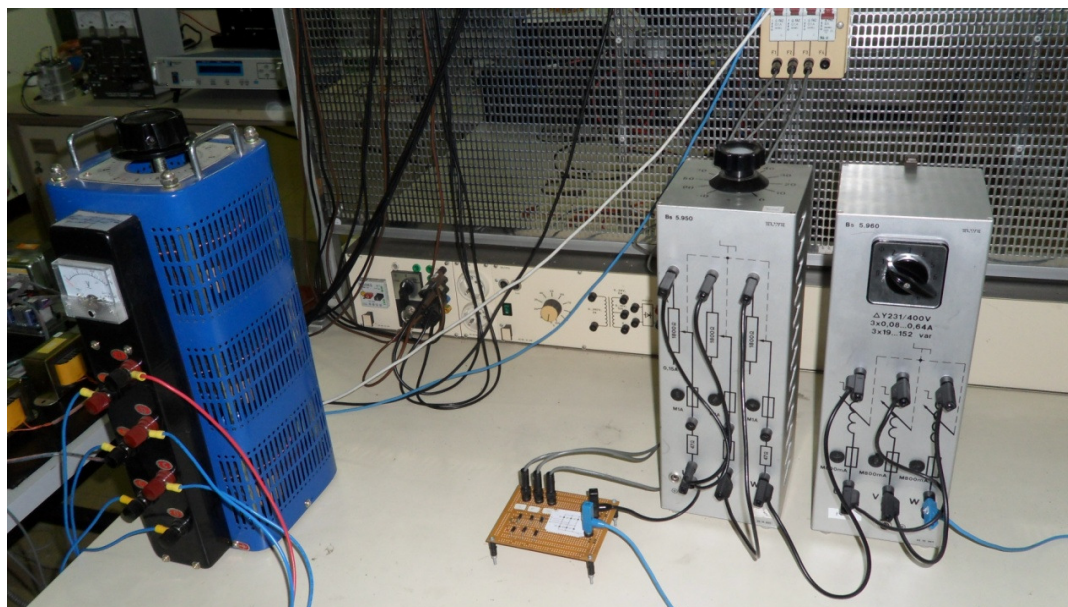
(ใช้สมการที่ (4.25) ในบทที่ 4) และต่อด้วยการคำนวณแปลงค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย กลับมาอยู่บนแกนสามเฟส (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*) (ใช้สมการที่ (4.26) ในบทที่ 4) เมื่อคำนวณเสร็จสิ้น จะทำการส่งข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟสออกทางช่องสัญญาณไอซี DAC712 ตัวที่ 2 ถึง 4 ตามลำดับ จากการอธิบายแผนภูมิการโปรแกรมข้างต้น เป็นการคำนวณเพียงรอบแรก เท่านั้น โดยการคำนวณในรอบต่อไป จะเริ่มต้นทำการ โหลดข้อมูลอินพุตแรงดันและกระแสไฟฟ้า ค่าใหม่ และดำเนินการซ้ำเดิมตามลำดับขั้นตอนที่ได้อธิบายไว้อีกครั้ง ดังแผนภูมिरูปที่ 5.11 สำหรับ โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้แสดงไว้ใน ภาคผนวก ก.

5.7 ผลการทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การอธิบายตั้งแต่หัวข้อที่ 5.2 ถึง 5.6 เป็นการนำเสนออุปกรณ์ การเชื่อมต่อวงจร และการ โปรแกรมสำหรับสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งเมื่อทำ การต่ออุปกรณ์ทั้งหมดเข้าด้วยกัน จะได้ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าวดังรูปที่ 5.12 และจาก ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาดังรูปที่ 4.4 ในบทที่ 4 เมื่อนำมาสร้างจริงแสดงได้ดังรูปที่ 5.13 จากรูป ดังกล่าวแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้ากำลัง ถูกแทนด้วยหม้อแปลงสามเฟสและต่อเข้ากับโหลดวงจร เรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

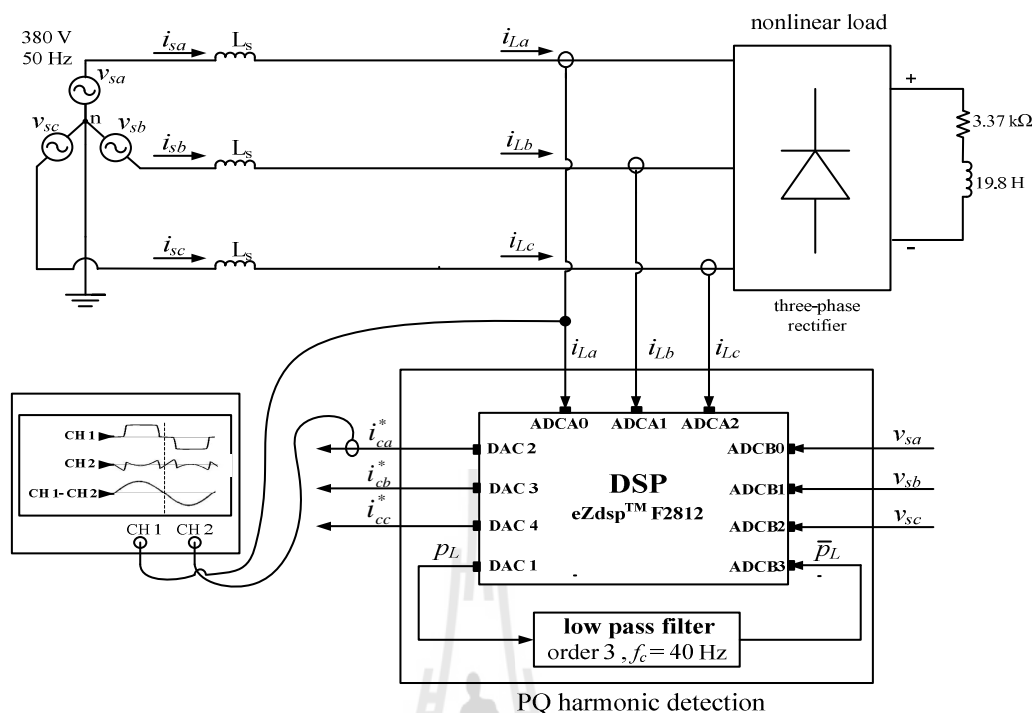


รูปที่ 5.12 ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

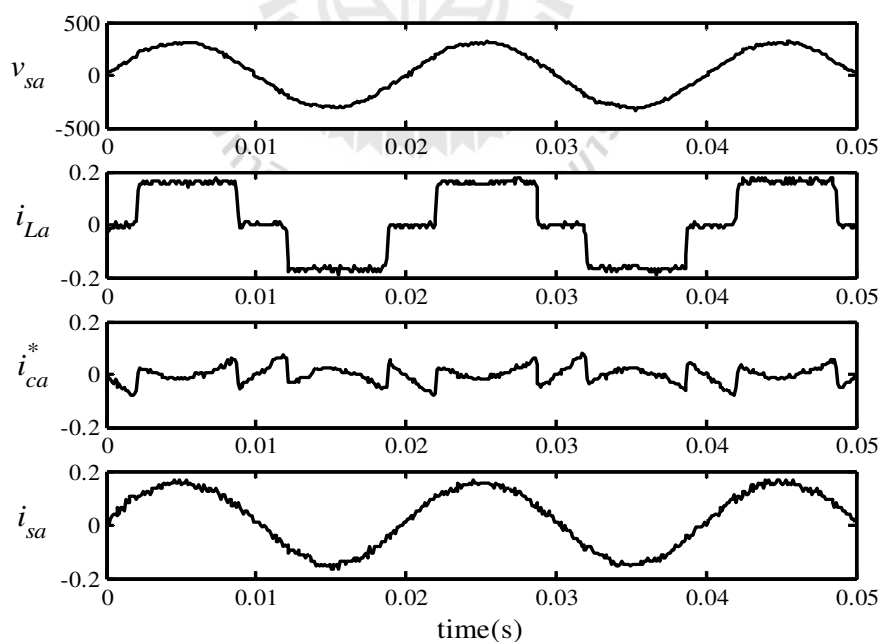


รูปที่ 5.13 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิก

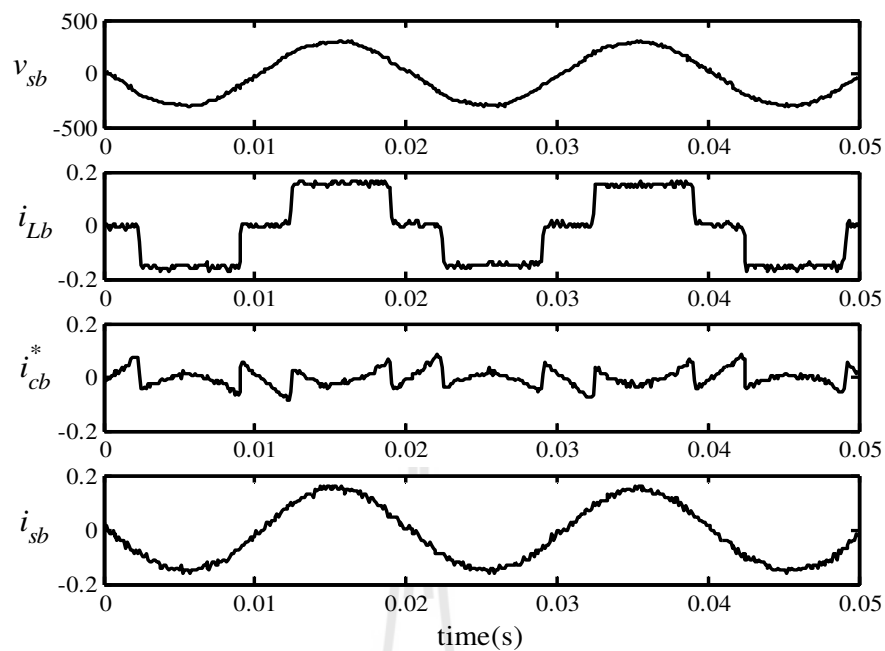
การทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งทีสร้างขึ้นในทางปฏิบัติ จะทำการทดสอบกับระบบไฟฟ้าดังรูปที่ 5.13 โดยการตรวจสอบความถูกต้องของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าวจะใช้วิธีการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดของระบบไฟฟ้ากำลัง (i_L) ลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย (i_c^*) ที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิก ($i_L - i_c^*$) โดยการหักลบดังกล่าวจะใช้ฮอสซิลโลสโคปเป็นตัวดำเนินการดังรูปที่ 5.14 จากรูปดังกล่าวประกอบด้วย 3 ส่วน โดยส่วนแรก คือ ระบบไฟฟ้ากำลังที่พิจารณา ส่วนที่สอง คือ ชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 และส่วนที่สาม คือ ฮอสซิลโลสโคปที่ใช้สำหรับดำเนินการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย การดำเนินการดังกล่าวจะเปรียบเสมือนการใช้วงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติในการกำจัดฮาร์มอนิก ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการดำเนินการ คือ ค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (i_s) หลังการชดเชย โดยถ้าค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิกมีความถูกต้อง จะส่งผลให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งดูได้จากผลการทดสอบรูปย่อยที่ 4 (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) ของรูปที่ 5.15 ถึง 5.17



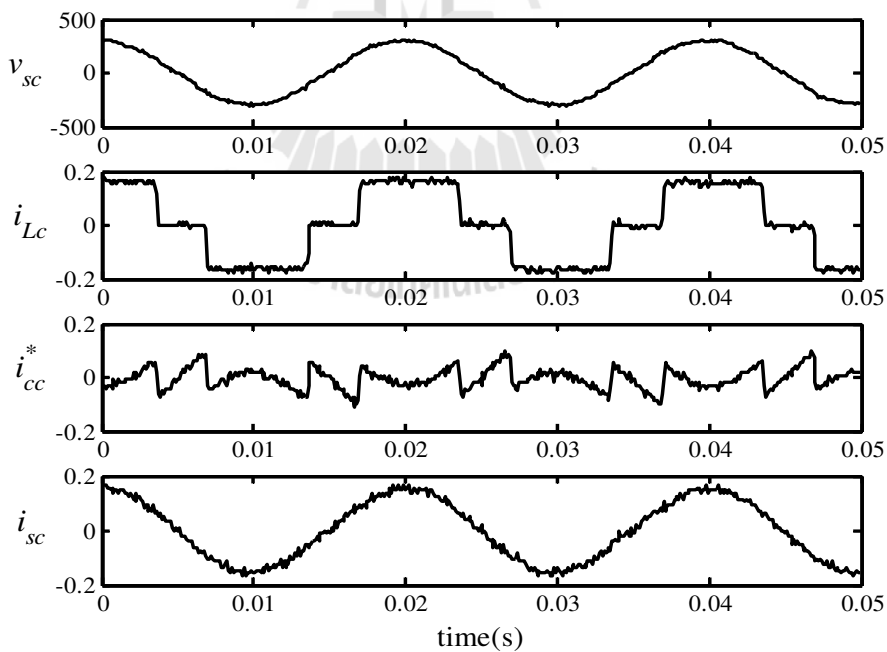
รูปที่ 5.14 การทดสอบชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง



รูปที่ 5.15 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส a



รูปที่ 5.16 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส b



รูปที่ 5.17 ผลการทดสอบการตรวจจับฮาร์มอนิกกรณีเฟส c

จากรูปที่ 5.15 ถึง 5.17 สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชยทั้งสามเฟส (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น เมื่อเทียบกับรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายก่อนการชดเชยซึ่งมีลักษณะรูปสัญญาณเช่นเดียวกับกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) ทั้งนี้เนื่องจากกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟมีความถูกต้อง โดยค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังชดเชยทั้งสามเฟสได้จากตารางที่ 5.9 จากตารางดังกล่าว ค่า %THD หลังการทดสอบของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกรณีเฟส a มีค่าเท่ากับ 3.4426% กรณีเฟส b มีค่าเท่ากับ 3.0335% และกรณีเฟส c มีค่าเท่ากับ 3.6282% โดยที่ค่า %THD เฉลี่ยทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับ 3.3772% (คำนวณโดยใช้สมการที่ 4.27 ในบทที่ 4) ซึ่งค่าดังกล่าวอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 ในขณะที่ก่อนการทดสอบค่า %THD เฉลี่ยทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับ 28.2860% อย่างไรก็ตาม การทดสอบดังกล่าวมิได้มีการฉีดกระแสชดเชยสู่ระบบไฟฟ้าจริง ทั้งนี้เนื่องจากต้องการทดสอบเฉพาะในส่วนการตรวจจับฮาร์มอนิกเท่านั้น แต่งานวิจัยในอนาคต จะมีการต่อยอดโดยการสร้างวงจรรอกำลั้งแอกทีฟ ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยใช้กระแสอ้างอิงที่ได้จากชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่น่าสนใจในบทนี้

ตารางที่ 5.9 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส

เฟส	ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย	
	ค่า %THD ก่อนการทดสอบ	ค่า %THD หลังการทดสอบ
a	28.8058	3.4426
b	27.9027	3.0335
c	28.1418	3.6282
เฉลี่ยทั้งสามเฟส	28.2860	3.3772

5.8 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับใช้งานร่วมกับวงจรรอกำลั้งแอกทีฟ ผลการทดสอบในทางปฏิบัติของชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าวพบว่ารูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการทดสอบ ที่ได้จากการนำกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดลบด้วยกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยด้วยฮอสซิลโลสโคปมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น และค่า %THD ของทั้งสามเฟส

อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 อย่างไรก็ตาม การทดสอบด้วยวิธีดังกล่าวเปรียบเสมือนการใช้วงจรรบกวนกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติเพื่อนำไปใช้งานจริงวงจรดังกล่าวต้องเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการสร้างวงจรดังกล่าวจำเป็นต้องมีการวิจัยและพัฒนาให้มีสมรรถนะการบิดกระแสชดเชยให้ได้ใกล้เคียงกับวงจรรบกวนกำลังแอกทีฟที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติมากที่สุด ทั้งนี้เพื่อให้การกำจัดฮาร์มอนิกได้ประสิทธิภาพสูงสุด



บทที่ 6

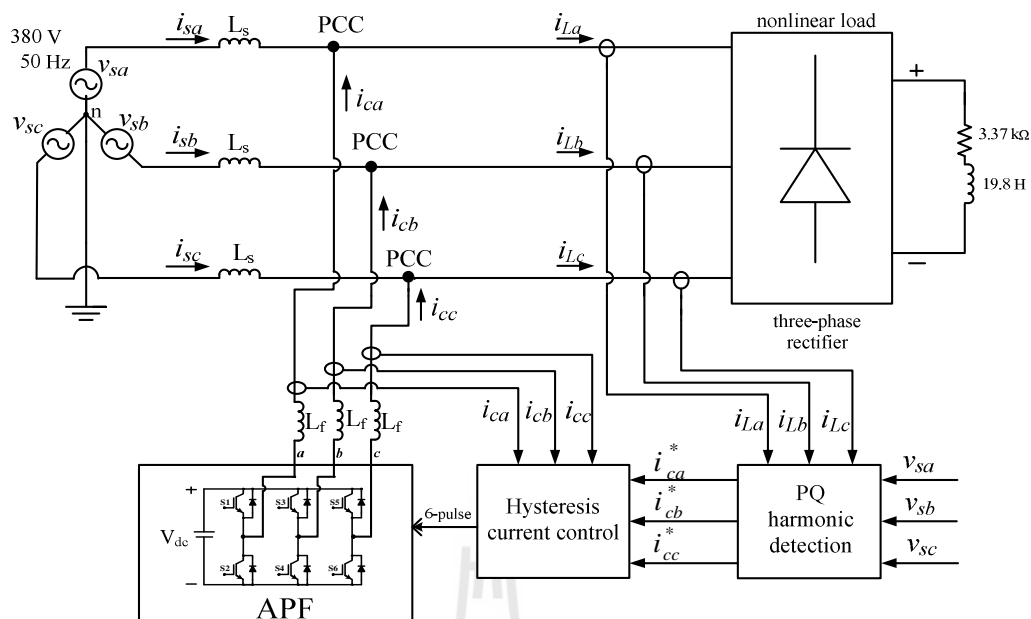
การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์

6.1 กล่าวนำ

การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีสามารถลดกระแสชดเชยให้กับระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ในบทนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส โดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี ได้แก่ วิธีจินเนติกอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค อัลกอริทึมดังกล่าวจะถูกใช้สำหรับค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยมีวัตถุประสงค์ในการค้นหา คือ ค่า %THD ที่น้อยที่สุดของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักหลังการชดเชย ผลการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟของทั้งสามวิธีดังกล่าวจะถูกเปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบของ Ingram and Round ซึ่งเป็นวิธีการออกแบบที่ปรากฏมาก่อนหน้านี้ สำหรับระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิสได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 6.2 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round อธิบายในหัวข้อที่ 6.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4 ถึง 6.7 นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์รวมถึงการอภิปรายผลของแต่ละวิธีการ ได้ถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.8

6.2 การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 จากรูปดังกล่าววงจรกรองกำลังแอกทีฟสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที (IGBT) 6 ตัว สร้างเป็นวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่ลดกระแสชดเชยให้กับระบบไฟฟ้ากำลัง การตรวจจับฮาร์มอนิกเพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่ได้รับการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ซึ่งจะปรากฏที่บล็อก PQ harmonic detection การควบคุมวงจรกรอง



รูปที่ 6.1 ระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

กำลังแอคทีฟให้ชนิดกระแสชดเชยได้ตามกระแสอ้างอิงใช้วิธีฮิสเตอร์ซิสดังปรากฏที่บล็อก Hysteresis current control วิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่สามารถควบคุมการฉีดกระแสชดเชยอย่างได้ผล โดยโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมและลักษณะการควบคุมรูปสัญญาณของกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส แสดงได้ดังรูปที่ 6.2 และรูปที่ 6.3 ตามลำดับ

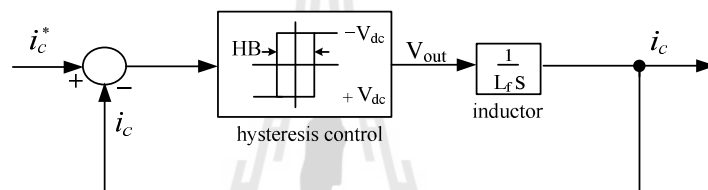
จากรูปที่ 6.2 และ 6.3 แถบฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis Band: HB) คือ ขอบเขตการสวิงของกระแสชดเชย (i_c) ระหว่างขอบบนและขอบล่างของฮิสเตอร์ซิส ซึ่งกระแสชดเชยดังกล่าวสามารถมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลงได้โดยอาศัยการควบคุมการทำงานของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาสร้างเป็นวงจรกรองกำลังแอคทีฟ ซึ่งในที่นี้ใช้ไอจีบีที ถ้าพิจารณาการทำงานในกรณีหนึ่งเฟส ถ้าไอจีบีทีตัวบนนำกระแสและไอจีบีทีตัวล่างหยุดนำกระแส จะทำให้กระแสชดเชยมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อกระแสมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าขอบบนของฮิสเตอร์ซิส (upper hysteresis limit) ไอจีบีทีที่ตัวบนก็จะหยุดนำกระแสในขณะที่ไอจีบีทีตัวล่างนำกระแสแทน ส่งผลให้กระแสชดเชยมีค่าลดลง เมื่อกระแสลดลงจนถึงค่าขอบล่างของฮิสเตอร์ซิส (lower hysteresis limit) ไอจีบีทีที่ตัวบนก็จะนำกระแสและไอจีบีทีตัวล่างจะหยุดนำกระแสอีกครั้ง โดยจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ ตลอดการทำงาน ผลจากการทำงานของไอจีบีทีดังกล่าวจึงทำให้กระแสชดเชยมีการสวิงอยู่ในแถบฮิสเตอร์ซิสที่มีลักษณะรูปสัญญาณเป็นไปตามรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย (i_c^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอคทีฟขณะหนึ่ง สำหรับค่าความถี่สวิตซ์ของพัลส์สัญญาณในรูปที่ 6.3 จะขึ้นอยู่กับกรอกแบบค่าแถบฮิสเตอร์ซิส ค่าแรงดันบัสไฟตรง (DC

bus voltage: V_{dc}) และค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง (L_f) โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำดังกล่าวจะมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเทียบกับเวลาดังสมการที่ (6.1) ดังนี้

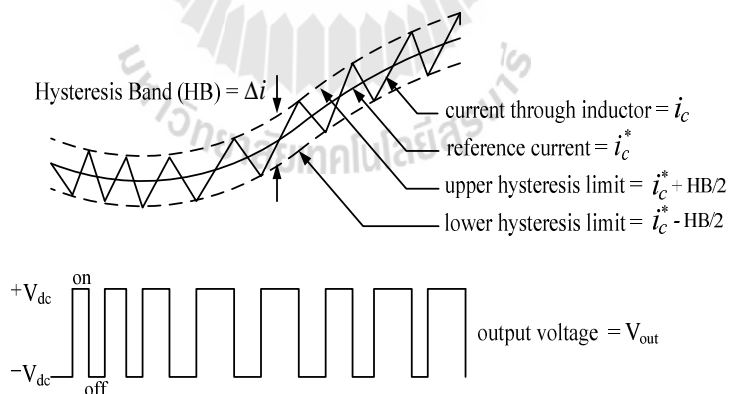
$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{out} - V_{PCC}}{L_f} \quad (6.1)$$

โดยที่ V_{PCC} คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC (V)

V_{out} คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V)



รูปที่ 6.2 โครงสร้างบล็อกโอดีแอมการควบคุมกระแสด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 6.3 ลักษณะการควบคุมรูปคลื่นสัญญาณด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส

ค่าพารามิเตอร์ที่ทำการออกแบบของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ประกอบด้วย ค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) ค่าตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง (L_f) ดังปรากฏอยู่ในรูปที่ 6.1 และค่าแถบฮิสเตอร์ซิส (HB) สำหรับการควบคุมกระแส ซึ่งการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี ได้แก่

วิธีจินเนติกอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค (อาทิตย์ ศรีแก้ว, 2552) โดยโครงสร้างของการออกแบบที่ใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ดังกล่าวจะนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.4

6.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้วิธีการของ Ingram and Round

Ingram and Round (1997) ได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งมีรายละเอียดขั้นตอนดังนี้

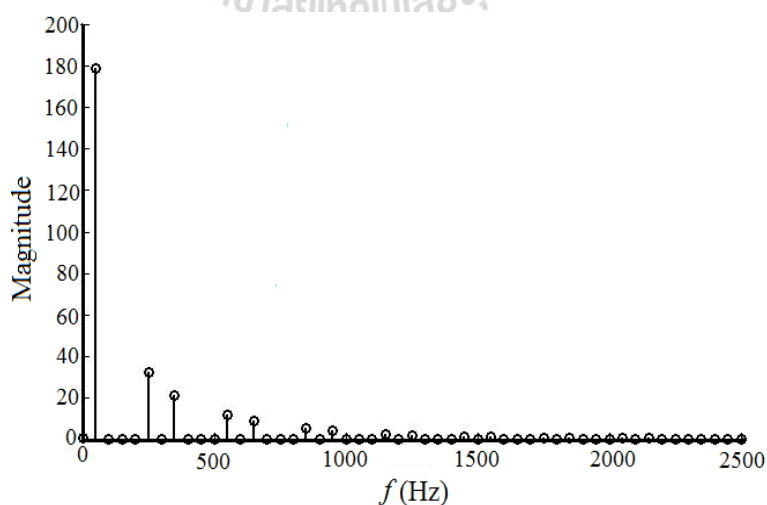
ขั้นที่ 1 ทำการคำนวณค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยสูงสุดเทียบกับเวลา ($\max(\frac{d i_c^*}{dt})$) โดยอาศัยองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดกระแสมากที่สุด ($i_{h(\max)}(t)$) ดังสมการที่ (6.2) และสมการที่ (6.3) ดังนี้

$$i_{h(\max)}(t) = A \sin(2\pi f t) \quad (6.2)$$

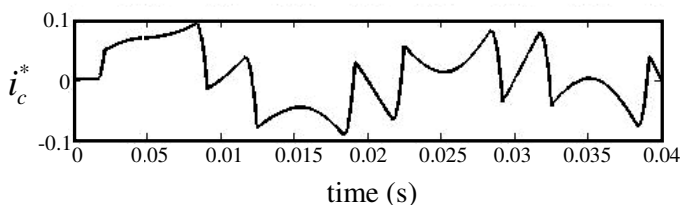
$$\max(\frac{d i_c^*}{dt}) = A 2\pi f \quad (6.3)$$

โดยที่ A คือ แอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่มีขนาดกระแสสูงสุด (A)

f คือ ความถี่ของลำดับฮาร์มอนิกที่มีขนาดกระแสสูงสุด (Hz)



รูปที่ 6.4 สเปกตรัมฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง



รูปที่ 6.5 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอ้างอิงสำหรับชดเชย

จากรูปที่ 6.4 แสดงสเปกตรัมขนาดของฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังรูปที่ 6.1 ซึ่งสังเกตได้ว่ากระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 ($f = 250$ Hz) มีขนาดสูงสุด แต่เนื่องจากไม่ทราบค่าแอมพลิจูดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ดังนั้น การออกแบบจึงเลือกใช้ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกรวมสูงสุดที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าดังกล่าวแทน ซึ่งจากรูปที่ 6.5 สังเกตได้ว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกรวมสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.1 A เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (6.3) จะได้ว่า

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = 0.1 \times 2\pi \times 250 = 157.08 \text{ A/s}$$

ขั้นที่ 2 ทำการออกแบบค่า L_f โดยอาศัยการเลือกค่าที่มีขนาดไม่เกินขนาดของค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_{f(\max)}$) ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำสูงสุดสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6.4) ดังนี้

$$L_{f(\max)} = \frac{V_{dc} - V_s}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (6.4)$$

โดยที่ V_s คือ ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V)

หมายเหตุ : ค่า V_{dc} ควรออกแบบให้มีขนาดสูงกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมอ ($V_s \approx 311$ V) (Benchaita, Saadate, and Nia, 1999)

จากสมการที่ (6.4) กำหนดให้ค่า V_{dc} เท่ากับ 600 V (ประมาณ 2 เท่าของ V_s) จะได้ว่า

$$L_{f(\max)} = \frac{600 - 311}{157.08} = 1.84 \text{ H} \quad (\text{ผู้วิจัยเลือกใช้ } L_f = 0.4 \text{ H})$$

ขั้นที่ 3 ทำการออกแบบค่า HB โดยอาศัยการคำนวณตามสมการที่ (6.5) ดังนี้

$$HB = \frac{2V_{dc}}{9L_f f_{sw}} \quad (6.5)$$

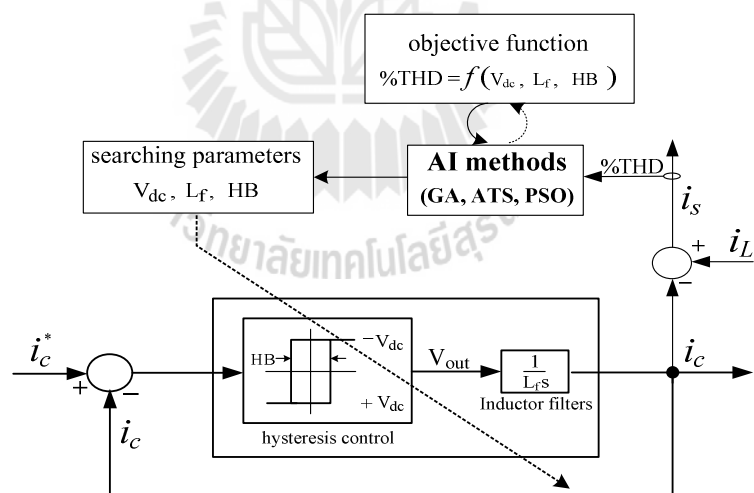
โดยที่ f_{sw} คือ ค่าความถี่สวิตช์ (Hz)

จากสมการที่ (6.5) กำหนดค่าความถี่สวิตช์ในการออกแบบเท่ากับ 100 kHz (อ้างอิงจาก IGBT เบอร์ IRG4PH50UPbF) ดังนั้น

$$HB = \frac{2 \times 600}{9 \times 0.4 \times 100 \times 10^3} = 0.0033 \text{ A}$$

สรุป ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการของ Ingram and Round คือ ค่า $V_{dc} = 600 \text{ V}$ $L_f = 0.4 \text{ H}$ และ $HB = 0.0033 \text{ A}$

6.4 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์



รูปที่ 6.6 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์

จากรูปที่ 6.6 แสดงโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการนำวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ (AI methods) ได้แก่ วิธีจินเนตอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบ

การเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค เข้ามาช่วยในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ V_{dc} ค่า L_f และค่า HB ที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ โดยวัตถุประสงค์ของการค้นหา คือ ค่า %THD ที่น้อยที่สุดของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_s) หลังการชดเชย ซึ่งค่า %THD ที่น้อยที่สุดดังกล่าวต้องเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 ด้วยเช่นกัน โดยรายละเอียดของการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.5 ถึง 6.7 ตามลำดับ

สำหรับฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) ของการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ที่ปรากฏในรูปที่ 6.6 จะอาศัยการคำนวณตามหลักทฤษฎีการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งอธิบายเป็นขั้นตอนการคำนวณได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 คำนวณค่ากระแสชดเชยโดยใช้สมการที่ (6.1) ซึ่งจากสมการดังกล่าวทำการประมาณการคำนวณด้วยไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ (finite difference) แบบถอยหลัง (backward) แสดงได้ดังสมการ (6.6)

$$\frac{di_c}{dt} \approx \frac{\Delta i_c}{\Delta t} = \frac{i_c(k) - i_c(k-1)}{\Delta t} = \frac{V_{out}(k) - V_{PCC}(k)}{L_f} \quad (6.6)$$

จากสมการที่ (6.6) สามารถคำนวณค่ากระแสชดเชยได้จากสมการ (6.7) ดังนี้

$$i_c(k) = i_c(k-1) + \left(\frac{V_{out}(k) - V_{PCC}(k)}{L_f} \right) \times \Delta t \quad ; k = 1, 2, 3 \dots L \quad (6.7)$$

โดยที่ Δt คือ ช่วงเวลาการซิกตัวอย่าง (sampling time)

L คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมดของการซิกตัวอย่าง

สำหรับค่าของ $V_{out}(k)$ ในสมการที่ (6.7) เกิดจากการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ถ้า $i_c(k-1) \leq i_c^*(k-1) - \frac{HB}{2}$ แล้วกำหนดให้ค่า $V_{out}(k)$ เท่ากับ $+V_{dc}$

กรณีที่ 2 ถ้า $i_c(k-1) \geq i_c^*(k-1) + \frac{HB}{2}$ แล้วกำหนดให้ค่า $V_{out}(k)$ เท่ากับ $-V_{dc}$

กรณีที่ 3 ถ้า $i_c^*(k-1) - \frac{HB}{2} < i_c(k-1) < i_c^*(k-1) + \frac{HB}{2}$ แล้วกำหนดให้ค่า

ของ $V_{out}(k)$ เท่ากับ $V_{out}(k-1)$

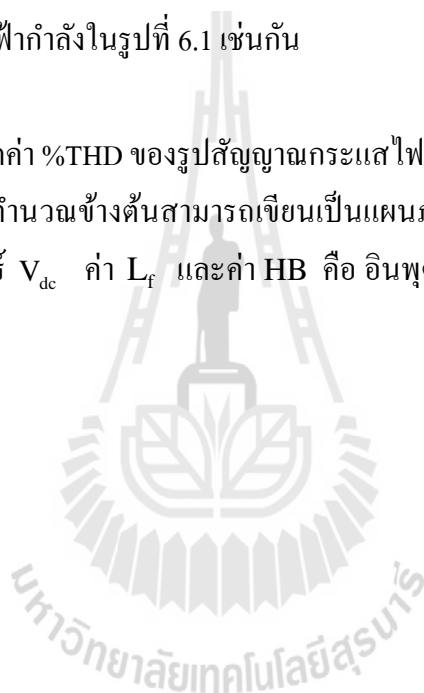
หมายเหตุ : ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย หรือ i_c^* ได้จากการจำลองสถานการณ์การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 6.1

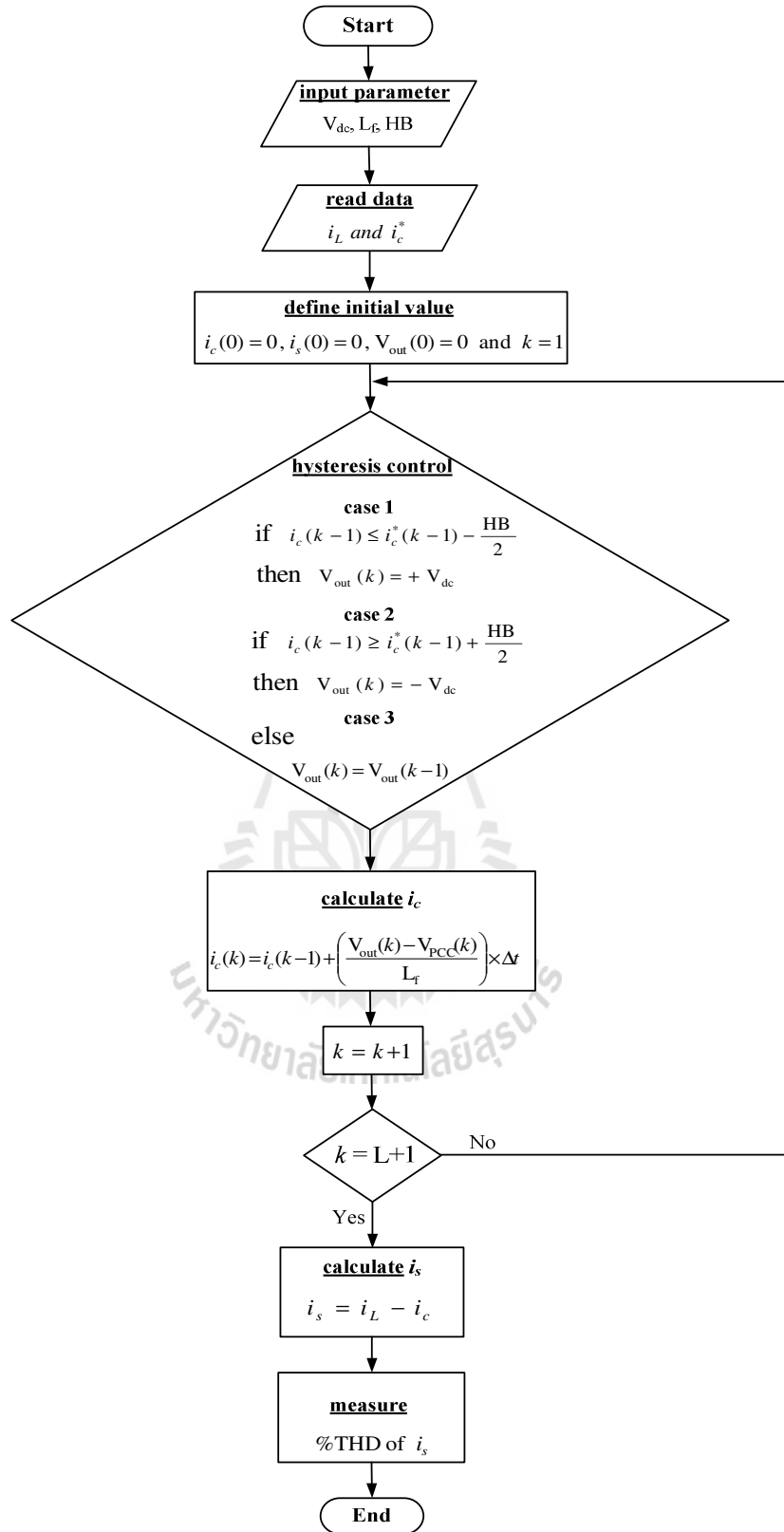
ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชย จากสมการที่ (6.8)

$$i_s = i_L - i_c \quad (6.8)$$

หมายเหตุ : ค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด หรือ i_L ได้จากการจำลองสถานการณ์ของระบบไฟฟ้ากำลังในรูปที่ 6.1 เช่นกัน

ขั้นที่ 3 ทำการวัดค่า %THD ของรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (i_s) จากขั้นตอนการคำนวณข้างต้นสามารถเขียนเป็นแผนภาพโปรแกรมการคำนวณได้ดังรูปที่ 6.7 โดยค่าพารามิเตอร์ V_{dc} ค่า L_f และค่า HB คือ อินพุต และ ค่า %THD คือ เอาต์พุตของโปรแกรมดังกล่าว

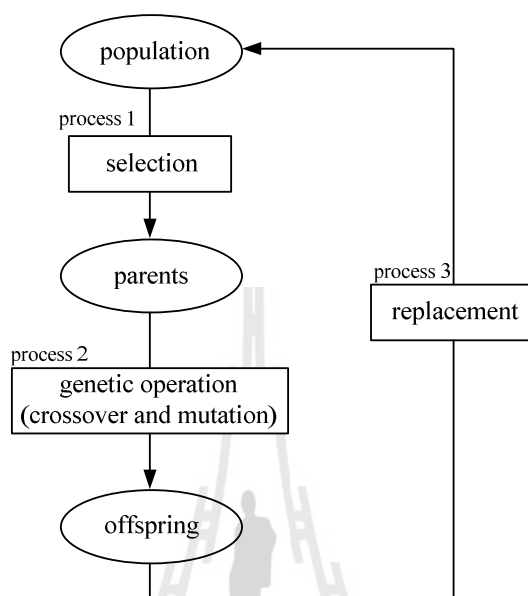




รูปที่ 6.7 แผนภาพโปรแกรมการคำนวณของฟังก์ชันวัตถุประสงค์

6.5 การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม

6.5.1 หลักการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม



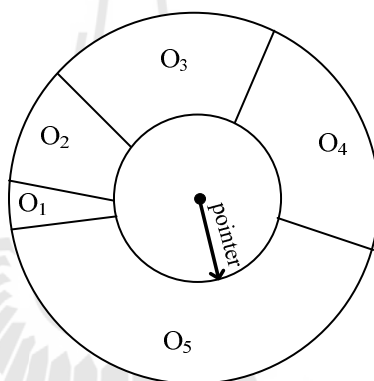
รูปที่ 6.8 จินเนติกอัลกอริทึม

John Holland (1975) ได้นำเสนอวิธีการค้นหาค่าที่เหมาะสม (fitness value) ทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม (Genetic Algorithm: GA) อัลกอริทึมดังกล่าวใช้แนวความคิดการวิวัฒนาการทางสายพันธุ์เพื่อความอยู่รอดของสิ่งมีชีวิตในระบบชีววิทยา มาจำลองอยู่บนคอมพิวเตอร์เพื่อใช้ในการคำนวณค้นหาคำตอบของปัญหาที่ต้องการค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับโครงสร้างของจินเนติกอัลกอริทึมแสดงได้ดังรูปที่ 6.8 จากรูปดังกล่าวประกอบด้วย 3 กระบวนการที่สำคัญ ดังต่อไปนี้

กระบวนการที่ 1 คือ การคัดเลือกสายพันธุ์ (selection) ซึ่งจะทำการคัดเลือกประชากร (population) หรือกลุ่มโครโมโซม (Chromosome: C) ที่ดีสำหรับใช้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ (parents) ให้กับรุ่นประชากรถัดไป (next generation) ปัจจุบันมีวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ที่ได้รับความนิยมหลายวิธี เช่น วิธีการวงล้อรูเลต (roulette) วิธีการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา (stochastic uniform) และวิธีการจัดการแข่งขัน (tournament) เป็นต้น

การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเลต คือ การคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์โดยการสร้างวงล้อรูเลตขึ้นมาหนึ่งวงล้อ จากนั้นจะทำการแบ่งพื้นที่ของวงล้อด้วยค่าโอกาส (Opportunity: O) ที่จะถูกคัดเลือกใช้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ของแต่ละโครโมโซม ซึ่งถ้าโครโมโซมใดมีค่าความ

เหมาะสมที่สุดก็จะมีโอกาสถูกเลือกสูงสุดด้วยเช่นกัน ตัวอย่างเช่น กำหนดให้ประชากรจำนวน 5 โครโมโซม (C_1, C_2, C_3, C_4, C_5) มีค่าความเหมาะสมเป็น 1 5 10 20 และ 50 ตามลำดับ ดังนั้น โครโมโซมที่มีโอกาสถูกเลือกให้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์มากที่สุด คือ C_5 ในขณะที่ C_4, C_3, C_2 และ C_1 จะมีโอกาสในการถูกเลือกน้อยลงตามลำดับดังรูปที่ 6.9 จากรูปดังกล่าว กำหนดให้ O_1, O_2, O_3, O_4 และ O_5 คือ ค่าโอกาสในการถูกเลือกเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ของ โครโมโซม C_1, C_2, C_3, C_4 และ C_5 ตามลำดับ โดยมีเข็มชี้ (pointer) เป็นตัวกำหนดในการคัดเลือก ซึ่งถ้าเข็มชี้หมุนไปตกที่โครโมโซมใด โครโมโซมนั้นจะถูกคัดเลือกให้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ต่อไป โดยแต่ละครั้งของการหมุนจะได้เพียง 1 โครโมโซม ดังนั้นการคัดเลือกโครโมโซมเพื่อเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์จำนวน m โครโมโซม เข็มชี้ของวงล้อก็จะทำการหมุนจำนวน m ครั้ง ด้วยเช่นกัน

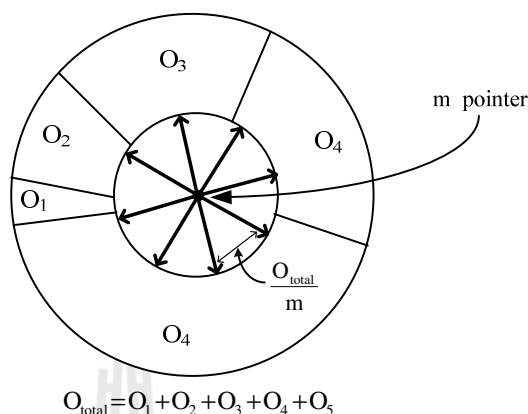


รูปที่ 6.9 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ต

การคัดเลือกสายพันธุ์แบบการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหาคือ การคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่มีความคล้ายกับวิธีวงล้อรูเล็ต แต่ในกรณีวิธีเฟ้นสุ่มจะมีเข็มชี้เท่ากับจำนวนโครโมโซมที่ต้องการคัดเลือกเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ เช่น หากต้องการคัดเลือกโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ จำนวน m โครโมโซม จำนวนของเข็มชี้ของวงล้อจะเท่ากับ m ตัว โดยตำแหน่งของเข็มชี้แต่ละตัวจะมีระยะห่างเท่า ๆ กันดังรูปที่ 6.10 จากรูปดังกล่าวขั้นตอนการคัดเลือกโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ เริ่มต้นจากการสุ่มตำแหน่งของเข็มชี้ตัวแรกภายในวงล้อเพื่อเป็นตำแหน่งเริ่มต้นอ้างอิงให้กับเข็มชี้ตัวถัดไป โดยแต่ละเข็มชี้จะมีระยะห่างระหว่างกันเท่ากับ $\frac{O_{total}}{m}$

การคัดเลือกสายพันธุ์แบบจัดการแข่งขัน คือ การคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์โดยใช้การจัดการแข่งขันระหว่างโครโมโซม ซึ่งการแข่งขันดังกล่าวจะใช้วิธีการสุ่มแบ่งโครโมโซมทั้ง

รุ่นประชากรออกเป็นกลุ่มเท่า ๆ กัน โครโมโซมใดที่มีค่าความเหมาะสมที่สุดภายในกลุ่มนั้น ๆ จะถูกคัดเลือกให้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ต่อไป

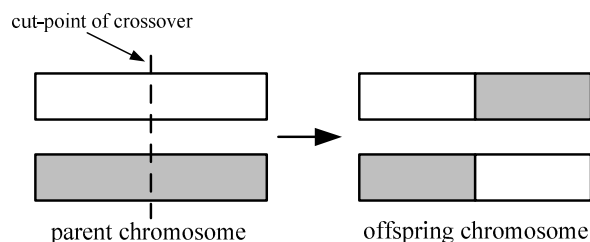


รูปที่ 6.10 การคัดเลือกสายพันธุ์แบบการเฟ้นสุ่มครอบอาณาจักรการค้นหา

กระบวนการที่ 2 คือ ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (genetic operation) โดยหลังจากที่ได้โครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์จากกระบวนการที่ 1 แล้ว เพื่อให้ได้โครโมโซมลูกหลาน (offspring) ที่ดี จึงมีกระบวนการที่เรียกว่า ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ ซึ่งจะดำเนินการต่าง ๆ กับโครโมโซมต้นกำเนิดเพื่อทำให้เกิดการวิวัฒนาการนำไปสู่การได้โครโมโซมรุ่นใหม่ที่มีค่าความเหมาะสมดีขึ้นกว่าเดิม การดำเนินการต่าง ๆ ดังกล่าว ได้แก่ การทำครอสโอเวอร์ (crossover) และการทำมิวเตชัน (mutation) เป็นต้น

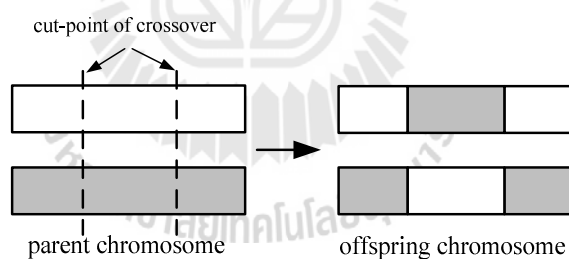
การทำครอสโอเวอร์ คือ วิธีการผสมผสาน (recombination) แลกเปลี่ยนส่วนประกอบย่อยของโครโมโซม หรือที่เรียกว่ายีน (gene) ระหว่างต้นกำเนิดสายพันธุ์ตั้งแต่สองโครโมโซมขึ้นไป ดังนั้น โครโมโซมลูกหลานที่ได้จากการทำครอสโอเวอร์นี้จะมีพันธุกรรมจากต้นกำเนิดสายพันธุ์หลงเหลืออยู่ โดยทั่วไปการทำครอสโอเวอร์จะมีค่าความน่าจะเป็น (crossover probability) เป็นตัวกำหนดอัตราการทำครอสโอเวอร์ให้กับโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ ปัจจุบันมีวิธีการทำครอสโอเวอร์อยู่หลายวิธี เช่น การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว (single-point crossover) การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด (double-point crossover) และการทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย (scattered crossover) เป็นต้น

การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว คือ การแลกเปลี่ยนยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์แบบมีหนึ่งจุดตัดครอสโอเวอร์ ซึ่งปกติตำแหน่งของจุดตัดดังกล่าวจะเกิดจากการสุ่มตัวอย่างการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวที่มีตำแหน่งของจุดตัดอยู่ตรงกลางแสดงได้ดังรูปที่ 6.11



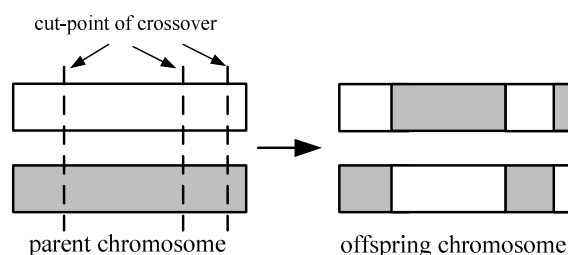
รูปที่ 6.11 การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว

การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด คือ การแลกเปลี่ยนยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์แบบมีสองจุดตัดครอสโอเวอร์ ซึ่งจะทำให้โครโมโซมลูกหลานที่เกิดใหม่มีความหลากหลายมากกว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว อย่างไรก็ตามการทำครอสโอเวอร์แบบสองจุดอาจมีความเสี่ยงต่อการเบี่ยงเบนของโครโมโซมลูกหลานได้มากกว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวเช่นกัน สำหรับการเลือกตำแหน่งของจุดตัดครอสโอเวอร์ทั้งสองจุดที่นิยมใช้กันทั่วไป คือ การสุ่ม โดยตำแหน่งที่เกิดจากการสุ่มดังกล่าวจะส่งผลต่อพันธุกรรมของโครโมโซมลูกหลานโดยตรง ตัวอย่างการทำครอสโอเวอร์แบบสองจุดแสดงได้ดังรูปที่ 6.12 ดังนี้



รูปที่ 6.12 การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด

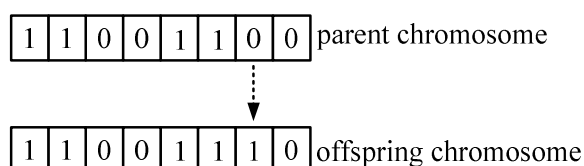
การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย คือ การแลกเปลี่ยนยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์แบบมีจุดตัดครอสโอเวอร์กระจายไปในโครโมโซมต้นกำเนิด ยกตัวอย่างเช่น การทำครอสโอเวอร์แบบกระจายสามจุดตัดครอสโอเวอร์ดังรูปที่ 6.13 โดยตำแหน่งของจุดตัดทั้งสามใช้วิธีการสุ่ม



รูปที่ 6.13 การทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย

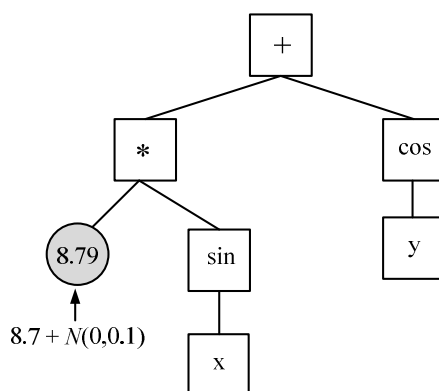
การทำมิวเตชัน คือ การเปลี่ยนแปลงยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดนำไปสู่การกลายพันธุ์และได้โครโมโซมลูกหลานที่เกิดใหม่ ซึ่งคาดหวังให้โครโมโซมที่เกิดใหม่มีค่าความเหมาะสมดีขึ้นกว่าเดิม โดยในปัจจุบันมีวิธีการทำมิวเตชันอยู่หลายวิธี เช่น การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม (uniform mutation) และการทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน (Gaussian mutation) เป็นต้น

การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม คือ การสุ่มเปลี่ยนแปลงยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ โดยโครโมโซมลูกหลานที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงยีนดังกล่าวจะยังคงมีค่าอยู่ในช่วงกำหนดของโครโมโซม ซึ่งช่วงกำหนดของโครโมโซม คือ ขอบเขตสูงสุดและต่ำสุดของค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มจะมีการกำหนดอัตราการใช้งานที่ค่อนข้างน้อย หรือกล่าวได้ว่าความน่าจะเป็นในการทำมิวเตชัน (mutation probability) ควรมีค่าอยู่ในช่วง 0-10% เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงยีนมาก ๆ อาจทำให้โครโมโซมลูกหลานมีโอกาสเกิดการเบี่ยงเบนผิดปกติดได้ ตัวอย่างการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม แสดงได้ดังรูปที่ 6.14 โดยบิตในระบบตัวเลขของคอมพิวเตอร์เปรียบเสมือนยีนของแต่ละโครโมโซม

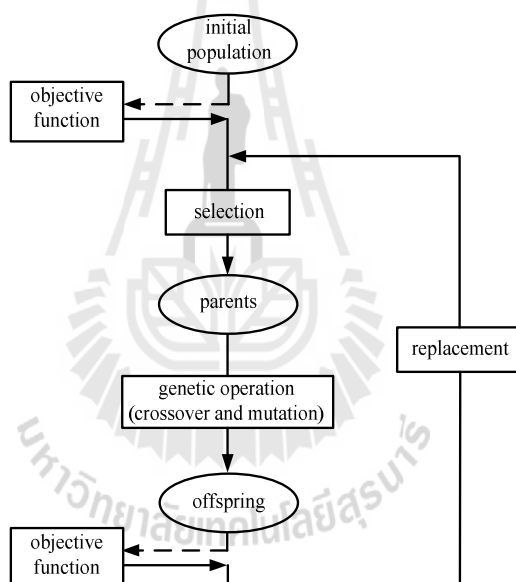


รูปที่ 6.14 การมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม

การทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน คือ การเปลี่ยนแปลงยีนของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ตำแหน่งหรือโนดที่เป็นค่าคงที่ โดยจะทำการเพิ่มค่าสุ่มแบบเกาส์เซียนให้กับค่าคงที่ที่โนดนั้น ตัวอย่างการทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียนแสดงได้รูปที่ 6.15



รูปที่ 6.15 การมิวเตชันแบบเกาส์เซียน



รูปที่ 6.16 ขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบจินเนติกอัลกอริทึม

กระบวนการที่ 3 คือ การแทนที่ (replacement) เป็นกระบวนการนำประชากรลูกหลานที่เกิดใหม่กลับไปแทนที่ประชากรรุ่นเก่า เพื่อเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ให้กับรุ่นประชากรใหม่ต่อไป สำหรับวิธีการแทนที่ประชากรอาจใช้วิธีแทนที่ทั้งรุ่นประชากร หรือ แทนที่ประชากรเพียงบางส่วนก็ได้

การแทนที่ประชากรแบบทั้งรุ่น คือ การนำประชากรลูกหลานไปแทนที่ประชากรรุ่นเก่าทั้งหมด ซึ่งถ้าในระบบหนึ่งมีประชากรขนาดเท่าไร จำนวนของโครโมโซมลูกหลานที่จะมา

แทนที่จะต้องมีขนาดเท่ากันด้วย วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายเนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีขั้นตอนของการคัดเลือก ว่าโครโมโซมใดในรุ่นประชากรเก่าจะถูกแทนที่ แต่มีข้อเสีย คือ โครโมโซมที่ดี ๆ ในประชากรรุ่นเก่าจะถูกแทนที่ไปด้วย อย่างไรก็ตามวิธีแก้ปัญหาดังกล่าวทำได้โดยคัดเลือกเก็บโครโมโซมที่ดีที่สุดของประชากรรุ่นเก่าไว้ 2 หรือ 3 ตัวแรกไว้ก่อนที่จะทำการแทนที่ด้วยประชากรรุ่นใหม่โดยวิธีการคัดเลือกอาจใช้วิธีการที่ได้นำเสนอไว้ในกระบวนการที่ 1

การแทนที่ประชากรแบบบางส่วน คือ การนำเอาประชากรลูกหลานไปแทนที่ประชากรรุ่นเก่าบางส่วนเท่านั้น เช่น 1 2 หรือ 3 โครโมโซม โดยโครโมโซมที่จะถูกแทนที่ คือ โครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมด้อยที่สุด หรือโครโมโซมที่ถูกสุ่มให้ถูกแทนที่ก็ได้ เป็นต้น

จากกระบวนการของจินเนติกอัลกอริทึมดังกล่าวมาข้างต้น การนำจินเนติกอัลกอริทึมมาประยุกต์ใช้กับงานค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับระบบปัญหาต่าง ๆ บนคอมพิวเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 6.16 จากรูปดังกล่าวสามารถอธิบายเป็นขั้นตอนการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึมได้ ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดให้รุ่นประชากร (generation) เป็นจำนวนรอบของการค้นหาและ $generation_{max}$ เป็นจำนวนรุ่นประชากรสูงสุดของการค้นหา

ขั้นที่ 2 สร้างประชากรเริ่มต้น (initial population) จำนวน m โครโมโซมซึ่งแต่ละโครโมโซมจะอยู่ในรูปของตัวแปรค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา เช่น ในกรณีของการออกแบบค่าพารามิเตอร์ V_{dc} L_f และ HB ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ รูปแบบของโครโมโซมแสดงได้ดังสมการที่ (6.9)

$$C_i = [V_{dc,i} \quad L_{f,i} \quad HB_i] \quad ; i=1, 2, 3...m \quad (6.9)$$

โดยที่ C_i คือ โครโมโซมตัวที่ 1 ถึง m

จากสมการที่ (6.9) ชนิดของตัวแปร $V_{dc,i}$ $L_{f,i}$ และ HB_i สามารถเป็นได้หลายรูปแบบ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวิธีการเข้ารหัสประชากร (encoding scheme) เช่น การเข้ารหัสแบบค่าจริง (real value) ซึ่งค่าตัวแปรทั้งสามที่ได้จากการค้นหาด้วยจินเนติกอัลกอริทึม คือ ค่าพารามิเตอร์จริงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ เป็นต้น

ขั้นที่ 3 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของแต่ละโครโมโซม ด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์แล้วส่งค่ากลับให้ระบบการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม

ขั้นที่ 4 ทำการคัดเลือกโครโมโซมเพื่อนำมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ให้กับรุ่นประชากรถัดไป โดยวิธีการคัดเลือกโครโมโซมที่ได้นำเสนอไว้ในกระบวนการที่ 1 ของจินเนติกอัลกอริทึม

ขั้นที่ 5 นำต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ได้จากขั้นที่ 4 มาเข้ากระบวนการปฏิบัติการทางสายพันธุ์ เพื่อให้ได้ประชากรลูกหลานที่ดีขึ้น การปฏิบัติการทางสายพันธุ์ดังกล่าว ได้แก่ การทำครอสโอเวอร์ และการมิวเตชัน

ขั้นที่ 6 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของโครโมโซมลูกหลานด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์

ขั้นที่ 7 แทนที่ประชากรรุ่นเดิมด้วยโครโมโซมประชากรลูกหลาน ซึ่งอาจแทนที่เป็นบางส่วน หรือทั้งหมดก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับพิจารณาของผู้ออกแบบ

ขั้นที่ 8 ถ้า $generation < generation_{max}$ ให้กลับไปเริ่มที่ขั้นที่ 4 ใหม่ และทำการค้นหาจนกระทั่งได้ค่าเหมาะสมที่ต้องการ แต่ถ้า $generation > generation_{max}$ ให้หยุดการค้นหา โดยโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมดีที่สุดจากประชากรทั้งหมด จะเป็นคำตอบของระบบการค้นหา

6.5.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบ

วงจรกรองกำลังแอกทิฟ

การทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมถือเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง ทั้งนี้เนื่องจากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในอัลกอริทึมล้วนมีผลต่อระบบการค้นหาโดยตรง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทิฟ ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าว ได้แก่ ขนาดของประชากร วิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ วิธีการทำครอสโอเวอร์ ค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ วิธีการทำมิวเตชัน และค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชัน โดยการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าวจะใช้วิธีการนำจินเนติกอัลกอริทึมที่มีพารามิเตอร์ตามการทดสอบ ค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทิฟซึ่งจะวัดผลจากค่าความเหมาะสม ในที่นี้คือค่า %THD และรุ่นประชากรที่ค้นพบคำตอบ เป็นเกณฑ์พิจารณาคัดเลือกพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมที่จะใช้สำหรับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทิฟ

การทดสอบขนาดของประชากร

การทดสอบขนาดของประชากรหรือจำนวนโครโมโซมสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทิฟ ทำการทดสอบใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 โครโมโซม โดยแต่ละขนาดประชากรดังกล่าวทำการทดสอบค้นหาค่าความเหมาะสม (ค่า %THD) จำนวน 5 ครั้ง เพื่อกำหนดหาค่าเฉลี่ย ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 6.1 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่าเฉลี่ย %THD ของการใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม มีค่าน้อยที่สุด คือ 0.9982% ซึ่ง

ค่า %THD ที่น้อยที่สุดดังกล่าวหมายถึงค่าความเหมาะสมที่ดีที่สุดด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบของวิธีดังกล่าวยังมีค่าน้อยที่สุดอีกด้วยเท่ากับ 38 ดังนั้นในการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้เงินเนติกอัลกอริทึม ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม

ตารางที่ 6.1 ผลการทดสอบขนาดประชากร

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ขนาดประชากรเท่ากับ 10 โครโมโซม						
ค่า %THD	1.0060	0.9749	1.0040	1.0080	1.0080	1.0001
จำนวนรุ่นประชากร	1288	306	396	1292	302	716
ขนาดประชากรเท่ากับ 20 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9847	1.0100	1.0030	0.9984	1.0080	1.0008
จำนวนรุ่นประชากร	73	67	60	54	60	63
ขนาดประชากรเท่ากับ 30 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9847	1.0100	1.0030	0.9984	1.0080	1.0008
จำนวนรุ่นประชากร	73	67	60	54	60	63
ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9911	1.0030	1.0080	0.9928	0.9963	0.9982
จำนวนรุ่นประชากร	43	26	35	37	49	38
ขนาดประชากรเท่ากับ 50 โครโมโซม						
ค่า %THD	1.0070	0.9952	0.9870	1.0100	0.9984	0.9995
จำนวนรุ่นประชากร	67	45	31	25	37	41
ขนาดประชากรเท่ากับ 60 โครโมโซม						
ค่า %THD	0.9859	1.0060	1.0100	1.0050	0.9958	1.0054
จำนวนรุ่นประชากร	26	35	42	30	34	39

การทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์

การทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ต้นกำเนิดของเงินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ ทำการทดสอบทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ การคัดเลือกสายพันธุ์แบบ

วงล้อรูปสี่เหลี่ยม การคัดเลือกสายพันธุ์แบบเฟ้นสุ่มกรอบอาณาจักรการค้นห และ การคัดเลือกสายพันธุ์แบบจัดการแข่งขัน ซึ่งผลการทดสอบของทั้งสามวิธีแสดงได้ดังตารางที่ 6.2 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่าการคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูปสี่เหลี่ยมให้ค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9870% และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบของวิธีดังกล่าวมีน้อยที่สุดเช่นกันเท่ากับ 183 ดังนั้นวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์ภายในจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูปสี่เหลี่ยม

ตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูปสี่เหลี่ยม						
ค่า %THD	0.9910	0.9980	0.9580	0.9850	1.0050	0.9870
จำนวนรุ่นประชากร	148	262	118	310	77	183
การคัดเลือกสายพันธุ์แบบเฟ้นสุ่มกรอบอาณาจักรการค้นห						
ค่า %THD	0.9650	1.0010	0.9880	0.9990	1.0050	0.9920
จำนวนรุ่นประชากร	200	102	423	447	1522	539
การคัดเลือกแบบจัดการแข่งขัน						
ค่า %THD	0.9760	1.0010	0.9980	1.0050	0.9940	0.9950
จำนวนรุ่นประชากร	60	95	289	603	81	209

การทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์และค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ การทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์เพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทำการทดสอบทั้งหมด 3 วิธี ได้แก่ การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด และการทำครอสโอเวอร์แบบกระจาย โดยผลการทดสอบของทั้งสามวิธีแสดงได้ดังตารางที่ 6.3 และสำหรับผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์แสดงได้ดังตารางที่ 6.4 โดยทดสอบระดับค่าความน่าจะเป็นจำนวน 10 ค่า ตั้งแต่ 0.1 ถึง 1

จากผลการทดสอบวิธีการทำครอสโอเวอร์ในตารางที่ 6.3 สังเกตได้ว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9836% และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบมีน้อยที่สุดเช่นกัน เท่ากับ 57 จากผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ในตารางที่ 6.4 สังเกตได้ว่าการทำครอสโอเวอร์ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ

0.7 ให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9890% และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรเฉลี่ยที่พบคำตอบน้อยที่สุดเช่นกัน เท่ากับ 77 ดังนั้นการทำการทดสอบโอเวอร์ภายในจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้การทำการทดสอบโอเวอร์แบบจุดเดียว ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7

ตารางที่ 6.3 ผลการทดสอบวิธีการทำการทดสอบโอเวอร์

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
การทำการทดสอบโอเวอร์แบบจุดเดียว						
ค่า %THD	0.9916	0.9727	0.9832	0.9698	1.0009	0.9836
จำนวนรุ่นประชากร	54	29	29	119	52	57
การทำการทดสอบโอเวอร์แบบสองจุด						
ค่า %THD	0.9670	0.9830	0.9760	0.9960	0.9950	0.9840
จำนวนรุ่นประชากร	81	222	89	60	275	145
การทำการทดสอบโอเวอร์แบบกระจาย						
ค่า %THD	0.9930	0.9800	0.9760	0.9960	0.9946	0.9879
จำนวนรุ่นประชากร	821	199	278	262	223	357

ตารางที่ 6.4 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำการทดสอบโอเวอร์

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.1						
ค่า %THD	0.9790	1.0090	0.9840	0.9945	1.0000	0.9933
จำนวนรุ่นประชากร	378	271	337	72	93	230
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.2						
ค่า %THD	1.0060	0.9810	1.0030	1.0070	1.0090	1.0012
จำนวนรุ่นประชากร	237	116	137	618	188	259
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.3						
ค่า %THD	0.9860	0.9925	0.9866	1.0060	0.9951	0.9972
จำนวนรุ่นประชากร	112	84	146	68	156	113

ตารางที่ 6.4 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำครอสโอเวอร์ (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.4						
ค่า %THD	1.0040	1.0060	1.0030	1.0070	1.0070	1.0054
จำนวนรุ่นประชากร	45	109	96	364	177	158
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.5						
ค่า %THD	0.9709	0.9935	1.0050	0.9954	1.0030	0.9935
จำนวนรุ่นประชากร	72	75	76	74	658	191
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.6						
ค่า %THD	1.0050	1.0070	1.0040	1.0080	1.0090	1.0066
จำนวนรุ่นประชากร	43	56	56	81	165	96
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7						
ค่า %THD	0.9350	0.9900	1.0040	1.0070	1.0090	0.9890
จำนวนรุ่นประชากร	54	29	29	134	138	77
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.8						
ค่า %THD	1.0030	1.0070	1.0080	1.0130	1.0050	1.0072
จำนวนรุ่นประชากร	41	63	59	1016	711	378
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.9						
ค่า %THD	1.0080	0.9880	0.9868	0.9829	0.9897	0.9910
จำนวนรุ่นประชากร	76	68	65	665	106	196
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 1.0						
ค่า %THD	1.0630	1.3270	1.0630	2.4260	1.115	1.3988
จำนวนรุ่นประชากร	500	500	505	507	504	503

การทดสอบวิธีการทำมิวเตชันและค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชัน

การทดสอบวิธีการทำมิวเตชันเพื่อใช้สำหรับการออกแบบวงจรองค์กำลังแอกทีฟ ทำการทดสอบทั้งหมด 2 วิธี ได้แก่ การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม การทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน โดยผลการทดสอบของทั้งสองวิธีแสดงได้ดังตารางที่ 6.5 และสำหรับผลการทดสอบค่า

ความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม แสดงได้ดังตารางที่ 6.6 โดยทดสอบระดับค่าความน่าจะเป็นจำนวน 10 ค่า ตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1

จากผลการทดสอบวิธีการทำมิวเตชันในตารางที่ 6.5 สังเกตได้ว่าการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9930% และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบน้อยที่สุดเท่ากับ 206 จากผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มในตารางที่ 6.6 สังเกตได้ว่าการทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์มที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06 ให้ผลค่าเฉลี่ยของ %THD ดีที่สุด คือ 0.9850% และค่าเฉลี่ยจำนวนรุ่นประชากรที่พบคำตอบน้อยที่สุดเท่ากับ 106 ดังนั้น การทำมิวเตชันภายในจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับไข่ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทิฟ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06

ตารางที่ 6.5 ผลการทดสอบวิธีการทำมิวเตชัน

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
การทำมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม						
ค่า %THD	0.9840	1.0090	0.9710	0.9920	1.0100	0.9930
จำนวนรุ่นประชากร	338	244	144	91	212	206
การทำมิวเตชันแบบเกาส์เซียน						
ค่า %THD	1.0020	0.9810	0.9989	1.0020	0.9948	0.9901
จำนวนรุ่นประชากร	765	171	86	163	315	391

ตารางที่ 6.6 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการมิวเตชันแบบยูนิฟอร์ม

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.01						
ค่า %THD	0.9980	1.0090	0.9828	0.9824	1.0380	1.0020
จำนวนรุ่นประชากร	505	1151	133	383	2252	885
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.02						
ค่า %THD	0.9980	0.9693	1.0000	1.0570	1.0500	1.0148
จำนวนรุ่นประชากร	85	140	270	842	979	463

ตารางที่ 6.6 ผลการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการมีเวชันแบบยูนิฟอร์ม (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.03						
ค่า %THD	1.0070	1.0030	0.9978	1.0060	0.9965	1.0020
จำนวนรุ่นประชากร	392	630	447	183	120	354
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.04						
ค่า %THD	0.9986	0.9932	1.0090	1.0040	0.9499	0.9909
จำนวนรุ่นประชากร	69	98	282	91	436	195
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.05						
ค่า %THD	1.0010	1.0070	0.9900	0.9680	1.0090	0.9950
จำนวนรุ่นประชากร	94	220	274	468	571	325
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06						
ค่า %THD	0.9950	0.9850	1.0060	0.9711	0.9683	0.9850
จำนวนรุ่นประชากร	77	158	99	98	99	106
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.07						
ค่า %THD	1.0080	1.0090	0.9864	1.0060	0.9929	1.0004
จำนวนรุ่นประชากร	157	82	335	510	108	238
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.08						
ค่า %THD	0.9620	0.9930	1.0080	1.0180	1.0020	0.9966
จำนวนรุ่นประชากร	211	167	463	1219	76	427
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.09						
ค่า %THD	0.9850	0.9730	0.9997	1.0090	0.9776	0.9886
จำนวนรุ่นประชากร	155	164	131	81	228	152
ค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.10						
ค่า %THD	1.0070	0.9790	0.9884	1.0020	1.0010	0.9954
จำนวนรุ่นประชากร	301	103	116	277	61	172

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึมทั้งหมดข้างต้น ผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึมสำหรับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้ขนาดประชากรเท่ากับ 40 โครโมโซม
- เลือกใช้การคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ต
- เลือกใช้การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7
- เลือกใช้การทำมิวเทชันแบบยูนิฟอร์ม ที่ระดับค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06

6.5.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบเงินเนติกอัลกอริทึม

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ V_{dc} , L_f และ HB ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบเงินเนติกอัลกอริทึม สำหรับระบบกำลังฮาร์มอนิกในรูปที่ 6.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึม ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ V_{dc} เท่ากับ 312-700 V ค่า L_f เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.02 A

ขั้นที่ 2 กำหนดการเข้ารหัสประชากรของเงินเนติกอัลกอริทึม โดยให้โครโมโซมอยู่ในรูปแบบค่าจริง

ขั้นที่ 3 กำหนดขนาดประชากรของเงินเนติกอัลกอริทึมเท่ากับ 40 โครโมโซม

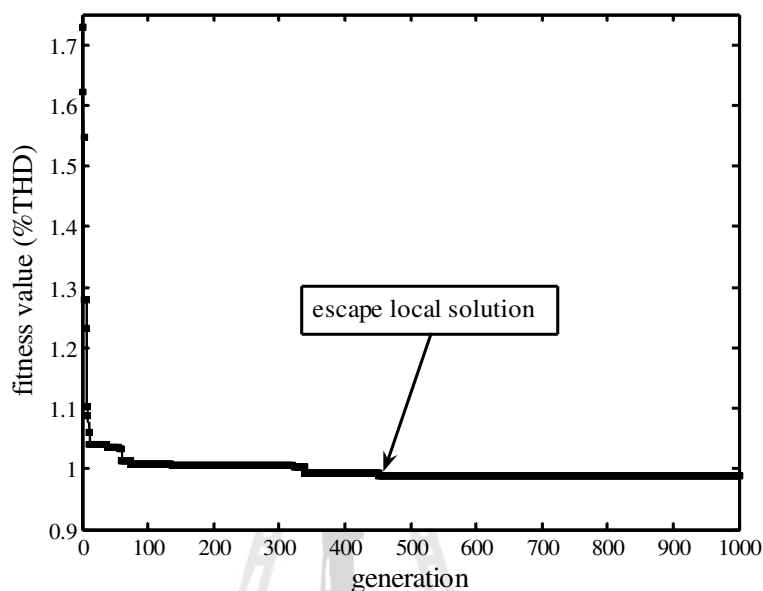
ขั้นที่ 4 กำหนดประชากรเริ่มต้นสำหรับการค้นหา โดยใช้วิธีการสุ่มค่าภายในขอบเขตของการค้นหา

ขั้นที่ 5 กำหนดจำนวนรุ่นประชากรสูงสุด หรือ $generation_{max}$ สำหรับการค้นหาแบบเงินเนติกอัลกอริทึม เท่ากับ 1000

ขั้นที่ 6 กำหนดวิธีการคัดเลือกสายพันธุ์แบบวงล้อรูเล็ต การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว ที่ระดับความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.7 การทำมิวเทชันแบบยูนิฟอร์ม ที่ระดับความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.06 และการแทนที่ประชากรแบบทั้งหมด

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของเงินเนติกอัลกอริทึมข้างต้น ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 6.17 จากรูปดังกล่าวแสดงการเข้าสู่ของ %THD ที่ค่าเท่ากับ 0.9890% ในจำนวนรุ่นประชากรสูงสุดเท่ากับ 1000 โดยในช่วงรุ่นประชากรที่ 340 ถึง 451 ค่า %THD มีค่าเท่ากับ 0.9930% ซึ่งค่า %THD ดังกล่าวเป็นคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) อย่างไรก็ตามระบบการค้นหาแบบเงินเนติกอัลกอริทึมสามารถค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองที่ทำให้ผลการกำลังฮาร์มอนิกมีประสิทธิภาพมากขึ้นที่ค่า %THD เท่ากับ 0.9890% ในรุ่นประชากรที่ 452 ซึ่งจากผลในรูปที่ 6.17 แสดงให้เห็นถึงการหลุดออกจากจุด

คำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (escape local solution) ผู้คำตอบที่ดีกว่า สำหรับค่าพารามิเตอร์ของ วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม คือ ค่า V_{dc} เท่ากับ 644 V ค่า L_f เท่ากับ 0.35 H และค่า HB เท่ากับ 0.00049 A



รูปที่ 6.17 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

6.6 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

6.6.1 หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

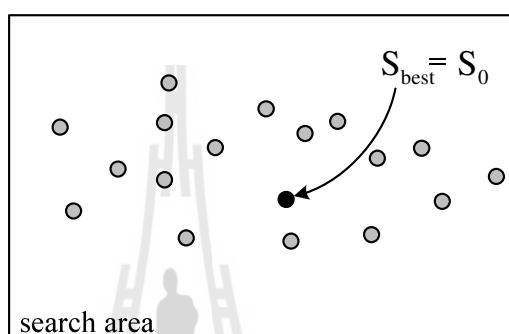
การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู ทั้งนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพการค้นหาให้ดียิ่งขึ้น อย่างไรก็ตาม หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวยังคงใช้พื้นฐานของวิธีการค้นหาแบบตามูดั้งเดิม ซึ่งมีรายละเอียดอัลกอริทึมดังต่อไปนี้

การค้นหาแบบตามู (Tabu Search: TS)

การค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบตามูเป็นอัลกอริทึมที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization) ซึ่งอัลกอริทึมดังกล่าวได้ถูกคิดค้นโดย Glover (1989) และต่อมาได้ถูกใช้กันอย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่มีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น และยังสามารถทำการค้นหาคำตอบจนกระทั่งให้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ได้ สำหรับขั้นตอนการค้นหาแบบตามูอธิบายได้ดังนี้

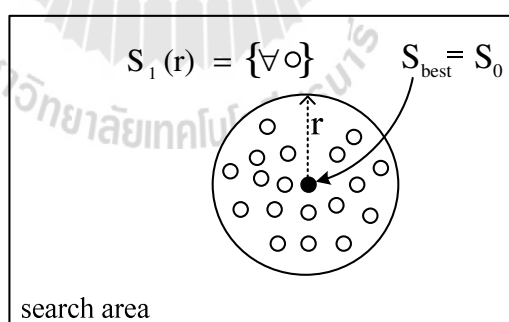
ขั้นที่ 1 กำหนดให้ count เป็นจำนวนรอบของการค้นหาและ count_{\max} เป็นจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น (initial solution) หรือชุดพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหาภายในพื้นที่การค้นหา (search area) จำนวน M คำตอบ แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุดเป็นคำตอบเริ่มต้น (S_0) ซึ่งหมายถึง S_0 มีสถานะเป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น และกำหนดให้ค่า $S_{\text{best}} = S_0$ ดังรูปที่ 6.18



○ initial M solution

รูปที่ 6.18 การสุ่มคำตอบเริ่มต้น S_0 ในพื้นที่ค้นหา

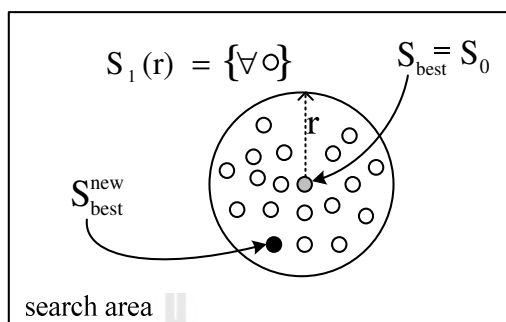


○ neighborhood N solution

รูปที่ 6.19 คำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหารอบ S_0

ขั้นที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบใหม่จำนวน N คำตอบ โดยคำตอบใหม่นี้จะอยู่บริเวณรอบ ๆ คำตอบ S_0 ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา (radius: r) กำหนดให้ $S_1(r)$ เป็นเซตของคำตอบที่ประกอบด้วยคำตอบใหม่ทั้งหมด N คำตอบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 6.19

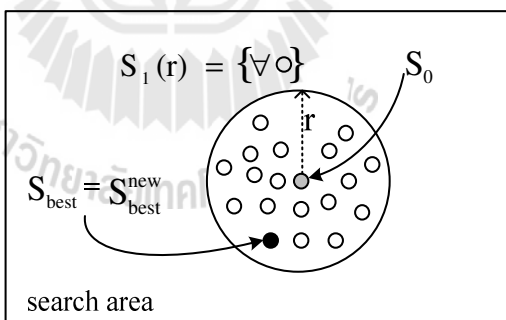
ขั้นที่ 4 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของคำตอบใหม่ที่อยู๋ภายใน $S_1(r)$ ด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์แล้วเลือกคำตอบที่ดีที่สุด กำหนดให้คำตอบนั้นเป็น S_{best}^{new} แสดงดังรูปที่ 6.20



○ neighborhood N solution

รูปที่ 6.20 การกำหนดคำตอบรอบข้างที่ดีที่สุดเป็น S_{best}^{new}

ขั้นที่ 5 ถ้าคำตอบ S_{best}^{new} ดีกว่า S_{best} จะกำหนดให้ S_{best} เท่ากับ S_{best}^{new} ดังรูปที่ 6.21 แต่ถ้า S_{best}^{new} ไม่ดีกว่า S_{best} จะกำหนดให้ค่า S_{best} คือค่าเดิม

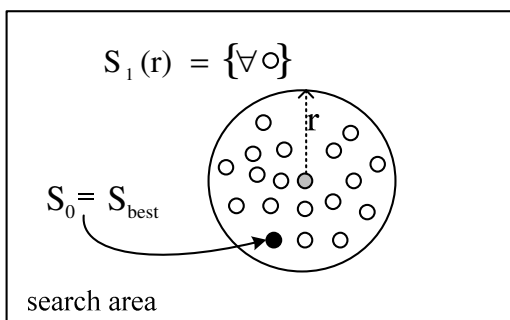


○ neighborhood N solution

รูปที่ 6.21 การกำหนดให้ S_{best}^{new} เป็น S_{best}

ขั้นที่ 6 กำหนดให้ S_0 เท่ากับ S_{best} ดังแสดงไว้ในรูปที่ 6.22

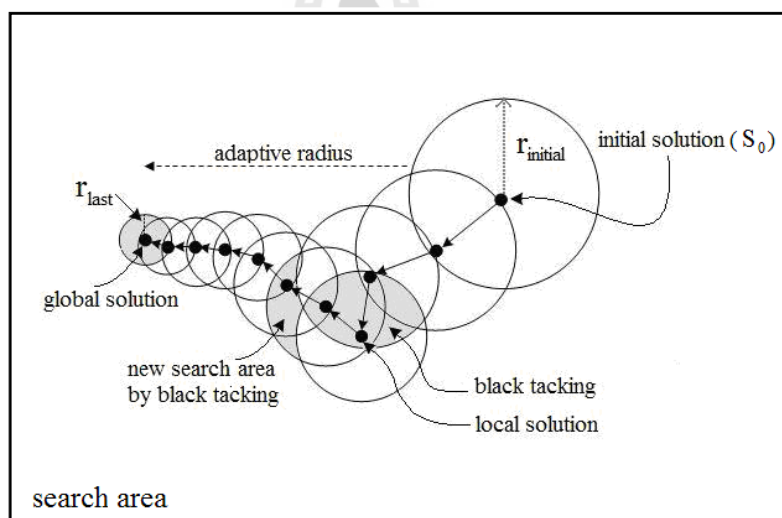
ขั้นที่ 7 ถ้า $count < count_{max}$ ให้กลับไปเริ่มที่ขั้นที่ 3 ใหม่ และทำการค้นหาจนกระทั่งได้ค่าเหมาะสมที่ต้องการ แต่ถ้า $count > count_{max}$ ให้หยุดการค้นหา โดยคำตอบที่ดีที่สุดที่ได้จากการค้นหาจนครบจำนวนรอบสูงสุด จะเป็นคำตอบของระบบการค้นหา



○ neighborhood N solution

รูปที่ 6.22 การกำหนดให้ S_{best} เป็น

การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search: ATS)



รูปที่ 6.23 การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

เนื่องจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามพื้นฐานยังมีประสิทธิภาพการค้นหาไม่ดีเพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ กองพัน อาริรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร (2545) จึงได้พัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพการค้นหาของอัลกอริทึมดังกล่าวโดยการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในอัลกอริทึม กลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (black tacking) กลไกดังกล่าวเป็นขั้นตอนที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาสามารถกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งผลจากการทำดังกล่าวจะทำให้ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณใหม่และหลุดออกจาก

คำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ กลไกที่สอง คือ การปรับค่ารัศมีการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำให้การปรับลดค่ารัศมีการค้นหาตามสมการที่ (6.10) ในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง สำหรับแผนภาพลักษณะการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวคู่ได้จาก รูปที่ 6.23

$$r_{\text{new}} = \frac{r_{\text{old}}}{DF} \quad (6.10)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบปรับลดค่ารัศมีการค้นหา (Decreasing Factor)

6.6.2 การทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ มีพารามิเตอร์ที่ต้องทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีการเริ่มต้น และค่าตัวประกอบปรับลดค่ารัศมีการค้นหา โดยการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าวจะใช้ค่า %THD และจำนวนรอบที่ค้นพบคำตอบเป็นเกณฑ์พิจารณา เลือกใช้ค่าพารามิเตอร์เช่นเดียวกับกรณีการทดสอบพารามิเตอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึม

การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบที่ค่า 10 20 30 40 50 และ 60 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 6.7 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่ากรณีที่ใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 และ 50 ให้ผลค่าเฉลี่ย %THD ที่ใกล้เคียงกัน คือ 0.9930% และ 0.9948% (ต่างกันที่ทศนิยมตำแหน่งที่ 3 เป็นต้นไป) และเมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบของทั้งสองกรณีพบว่ามีค่าใกล้เคียงเช่นกัน คือ 345 และ 332 ตามลำดับ (ต่างกันที่หลักสิบ เป็นต้นไป) แต่เนื่องจากผู้วิจัยพิจารณาที่ค่า %THD เป็นเกณฑ์หลักดังนั้นจึงเลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ

ตารางที่ 6.7 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9986	1.0076	1.0090	1.0080	0.9692	0.9985
จำนวนรอบการค้นหา	476	834	240	1160	659	674
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0066	1.0080	0.9987	1.0077	1.0066	1.0055
จำนวนรอบการค้นหา	2756	120	142	171	2756	1189
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0075	0.9838	1.0001	1.0060	1.0096	1.0014
จำนวนรอบการค้นหา	532	55	111	117	326	228
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9823	0.9770	1.0049	1.0006	0.9998	0.9930
จำนวนรอบการค้นหา	150	627	151	722	77	345
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9948	0.9845	0.9990	0.9895	1.0066	0.9948
จำนวนรอบการค้นหา	391	279	121	288	580	332
คำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 60 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0089	1.0095	1.0100	1.0066	0.9856	1.0041
จำนวนรอบการค้นหา	2462	2912	976	580	1957	1597

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบใช้จำนวนคำตอบคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 เช่นกัน ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 6.8 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่าการใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 30 และ 50 คำตอบให้ผลการทดสอบดีใกล้เคียงกันที่ค่าเฉลี่ย %THD ประมาณ 0.99% แต่เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบพบว่ากรณีใช้คำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 น้อยที่สุดเท่ากับ 139 ดังนั้นพารามิเตอร์จำนวนคำตอบรอบข้าง

ของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟผู้วิจัยจึงเลือกใช้จำนวนเท่ากับ 50 คำตอบ

ตารางที่ 6.8 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0075	0.9838	1.0001	1.0060	1.0096	1.0014
จำนวนรอบการค้นหา	532	55	111	117	326	228
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9774	1.0014	0.9979	0.9953	1.0053	0.9954
จำนวนรอบการค้นหา	242	143	211	164	41	160
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9958	1.0078	0.9957	0.9982	0.9759	0.9946
จำนวนรอบการค้นหา	72	1440	627	73	72	457
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า %THD	1.0273	1.0065	1.0036	1.0091	1.0072	1.0107
จำนวนรอบการค้นหา	389	89	519	60	182	248
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9738	1.0065	1.0052	1.0072	0.9859	0.9957
จำนวนรอบการค้นหา	85	72	283	181	73	139
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 60 คำตอบ						
ค่า %THD	0.9935	1.0026	1.0023	1.0013	1.0090	1.0017
จำนวนรอบการค้นหา	136	100	156	1197	339	386

การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น ($r_{initial}$) ของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 0.5 1 2 3 4 และ 5 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 6.9 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่าเฉลี่ย %THD ของการใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2 และ 3 ให้ผลการทดสอบดีที่สุดสุดเท่ากัน คือ 0.9882% แต่เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย

จำนวนรอบการค้นหาที่ค้นพบคำตอบพบว่ากรณีที่ใช้ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 2 (143) มีค่าน้อยกว่ากรณีที่ใช้ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 3 (210) ดังนั้นพารามิเตอร์ค่าเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าเท่ากับ 2

ตารางที่ 6.9 ผลการทดสอบค่าเริ่มต้น

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0.5						
ค่า %THD	0.9786	1.0070	1.0100	0.9708	1.0030	0.9938
จำนวนรอบการค้นหา	44	210	869	88	59	254
ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 1						
ค่า %THD	0.9959	0.9877	0.9877	0.9786	1.0071	0.9914
จำนวนรอบการค้นหา	240	77	144	58	99	124
ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 2						
ค่า %THD	1.0000	0.9918	1.0011	0.9799	0.9700	0.9882
จำนวนรอบการค้นหา	121	180	108	254	53	143
ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 3						
ค่า %THD	0.9973	0.9704	0.9932	0.9752	1.0051	0.9882
จำนวนรอบการค้นหา	113	77	63	446	353	210
ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 4						
ค่า %THD	0.9911	0.9982	0.9818	0.9935	0.9859	0.9901
จำนวนรอบการค้นหา	259	90	243	108	158	172
ค่าเริ่มต้นเท่ากับ 5						
ค่า %THD	1.0051	1.0088	1.0082	0.9997	1.0044	1.0052
จำนวนรอบการค้นหา	52	127	160	112	69	104

การทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี

การทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี (DF) ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสำหรับใช้ออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟ ได้ทำการทดสอบใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 และ 1.5 ซึ่งผลการทดสอบแสดงไว้ดังตารางที่ 6.10 จากตารางดังกล่าว

สังเกตได้ว่าการใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1 ให้ผลการทดสอบค่าเฉลี่ย %THD ดีที่สุด คือ 0.9892% ที่ค่าเฉลี่ยจำนวนรอบที่พบคำตอบเท่ากับ 180 โดยค่าจำนวนรอบดังกล่าวมีค่าน้อยเป็นอันดับสองต่อจากกรณีใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.5 ซึ่งใช้มีค่าเฉลี่ยจำนวนรอบเท่ากับ 137 อย่างไรก็ตามจำนวนรอบทั้งสองค่าดังกล่าวถือว่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1

ตารางที่ 6.10 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1						
ค่า %THD	0.9861	0.9986	1.0054	0.9964	0.9597	0.9892
จำนวนรอบการค้นหา	200	97	401	153	49	180
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.2						
ค่า %THD	1.0069	1.0008	1.0069	0.9893	0.9982	1.0004
จำนวนรอบการค้นหา	168	548	178	118	123	227
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.3						
ค่า %THD	1.0097	0.9740	1.0007	0.9969	0.9842	0.9943
จำนวนรอบการค้นหา	298	76	138	212	187	182
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.4						
ค่า %THD	0.9969	0.9981	1.0091	0.9585	1.0068	0.9938
จำนวนรอบการค้นหา	757	705	339	226	89	423
ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.5						
ค่า %THD	0.9939	0.9957	0.9841	0.9929	1.0088	0.9950
จำนวนรอบการค้นหา	57	182	174	89	182	137

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟทั้งหมดข้างต้น ผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ
- เลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ
- เลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 2
- เลือกใช้ค่าตัวประกอบปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.1

6.6.3 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาค่าพารามิเตอร์

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ V_{dc} , L_f และ HB ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวข้างต้น สำหรับในรูปที่ 6.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวข้างต้น

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตค่าสูงสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ V_{dc} เท่ากับ 312-700 V ค่า L_f เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.02 A

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มคำตอบเริ่มต้นจำนวน 40 คำตอบ

ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มคำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวน 50 คำตอบ

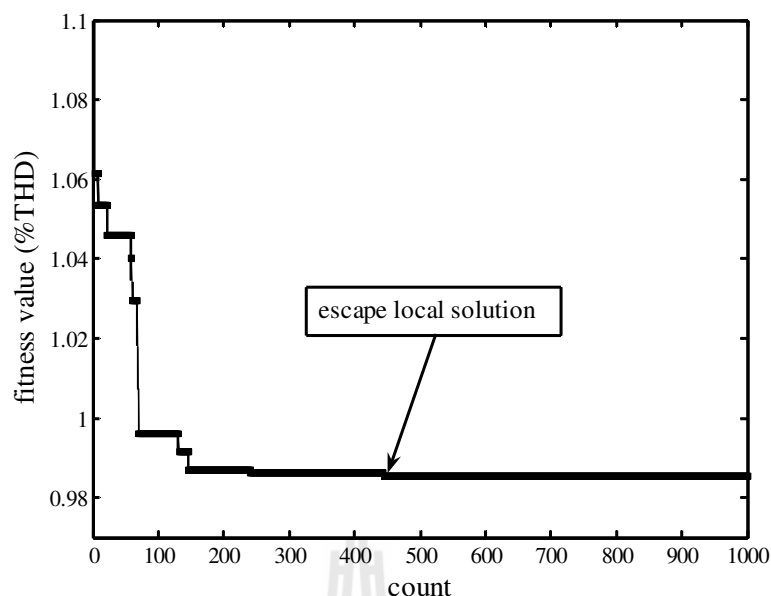
ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 2

ขั้นที่ 5 การค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี 1.1

ขั้นที่ 6 กำหนดเงื่อนไขการเดินย้อนรอย โดยถ้าระบบการค้นหาไม่สามารถหลุดออกจากคำตอบแบบท้องถิ่นได้ เป็นจำนวน 100 รอบการค้นหา กำหนดให้มีการเดินย้อนรอยเกิดขึ้น

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($count_{max}$) เท่ากับ 1000 รอบ

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงภายในขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 6.24 จากรูปดังกล่าวแสดงการเข้าสู่ของ %THD ที่ค่าเท่ากับ 0.9853% ในจำนวนรอบการค้นหาค่าสูงสุดเท่ากับ 1000 โดยในช่วงรอบการค้นหาค่าที่ 241 ถึง 443 ค่า %THD มีค่าเท่ากับ 0.9863% ซึ่งค่า %THD ดังกล่าวเป็นคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถค้นหาค่าคำตอบค่าที่ดีกว่าที่ค่าเท่ากับ 0.9853% ในรอบการค้นหาค่าที่ 444 ทั้งนี้เนื่องจากผลของการเดินย้อนรอยภายในอัลกอริทึม จึงทำให้ระบบการค้นหาสามารถหลุดออกจากจุดคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่นสู่บริเวณค้นหาที่ให้คำตอบที่ดีขึ้น สำหรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหา คือ ค่า V_{dc} เท่ากับ 635 V ค่า L_f เท่ากับ 0.43 H และค่า HB เท่ากับ 0.00013 A



รูปที่ 6.24 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

6.7 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค

6.7.1 หลักการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค

Jame Kennedy and Russell Eberhart (1995) ได้นำเสนอการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization: PSO) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมการค้นหาเชิงประชากรโดยมีอนุภาคย่อย ๆ (individual particle) จำนวน n อนุภาค รวมกลุ่มกันเคลื่อนที่ไปในปริภูมิเกิน (hyperspace) เพื่อค้นหาคำตอบที่ต้องการ โดยทิศทางการเคลื่อนที่ของแต่ละอนุภาคจะแปรเปลี่ยนไปตามข้อมูลการค้นหาที่ผ่านมาของอนุภาคนั้น ๆ และข้อมูลการค้นหาจากอนุภาคที่พบคำตอบดีที่สุดภายในกลุ่ม สำหรับขั้นตอนการค้นหาค่าที่เหมาะสมแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคอธิบายได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดให้ $iteration$ เป็นจำนวนรอบของการค้นหาและ $iteration_{max}$ เป็นจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นที่ 2 ทำการสุ่มค่าเวกเตอร์ตำแหน่ง (position vector: \vec{P}) และเวกเตอร์ความเร็ว (velocity vector: \vec{v}) ของแต่ละอนุภาคในกลุ่มประชากร โดยเวกเตอร์ตำแหน่งและความเร็วของอนุภาคจะมีมิติเท่ากับจำนวนของตัวแปรที่ต้องการค้นหาคำตอบในแต่ละปัญหา เช่น ในกรณีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งมีจำนวนตัวแปรทั้งหมด 3 ตัว ดังนั้น

เวกเตอร์ตำแหน่งและเวกเตอร์ความเร็วของแต่ละอนุภาคในกลุ่มประชากรจะมีมิติเท่ากับ 3 ดังสมการที่ (6.11) และ (6.12) ดังนี้

$$\bar{P}_i = \begin{bmatrix} V_{dc,i} \\ L_{f,i} \\ HB_i \end{bmatrix} ; i = 1, 2, 3...n \quad (6.11)$$

$$\bar{V}_i = \begin{bmatrix} v_{1,i} \\ v_{2,i} \\ v_{3,i} \end{bmatrix} ; i = 1, 2, 3...n \quad (6.12)$$

โดยที่ \bar{P}_i คือ เวกเตอร์ตำแหน่งของอนุภาคตัวที่ 1 ถึง n

\bar{V}_i คือ เวกเตอร์ความเร็วของอนุภาคตัวที่ 1 ถึง n

ขั้นที่ 3 ทำการประเมินค่าความเหมาะสมของแต่ละอนุภาคด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งการประเมินดังกล่าวแบ่งออกได้เป็น 2 กรณีดังนี้

กรณีที่ 1 ถ้าค่าความเหมาะสมของอนุภาคใด มีค่าดีกว่าค่าความเหมาะสมที่ดีที่สุดของกลุ่มอนุภาค หรือค่าความเหมาะสมที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง (*gbest*) ให้ทำการบันทึกค่าความเหมาะสมและเวกเตอร์ตำแหน่งของอนุภาคนั้นดังสมการที่ (6.13) และ (6.14)

$$gbest = f(\bar{P}_i) \quad (6.13)$$

$$\bar{P}_{gbest} = \bar{P}_i \quad (6.14)$$

กรณีที่ 2 ถ้าค่าความเหมาะสมของอนุภาคใด มีค่าดีกว่าค่าความเหมาะสมที่ดีที่สุดของอนุภาคตัวเดียวกัน (*pbest*) ที่เคยค้นพบมาก่อน ให้ทำการบันทึกค่าความเหมาะสมและเวกเตอร์ตำแหน่งของอนุภาคนั้นไว้ดังสมการที่ (6.15) และ (6.16)

$$pbest = f(\bar{P}_i) \quad (6.15)$$

$$\bar{P}_{pbest,i} = \bar{P}_i \quad (6.16)$$

ขั้นที่ 4 ทำการปรับค่าความเร็วของอนุภาคด้วยสมการที่ (6.17) จากสมการดังกล่าวเทอมที่สองและสามเรียกว่า องค์ประกอบเชิงปริชาณ (cognitive component) และองค์ประกอบทางสังคม (social component) ตามลำดับ

$$\bar{v}_i(new) = \bar{v}_i(old) + \underbrace{\rho_p(\bar{P}_{pbest,i} - \bar{P}_i(old))}_{cognitive\ component} + \underbrace{\rho_g(\bar{P}_{gbest} - \bar{P}_i(old))}_{social\ componenet} \quad (6.17)$$

โดยที่ ρ_p คือ ตัวประกอบแบบสุ่มขององค์ประกอบเชิงปริชาณ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $r_p c_p$; $r_p \in U(0,1)$
 ρ_g คือ ตัวประกอบแบบสุ่มขององค์ประกอบทางสังคม ซึ่งมีค่าเท่ากับ $r_g c_g$; $r_g \in U(0,1)$
 c_p คือ ค่าคงที่ความเร่งขององค์ประกอบเชิงปริชาณ
 c_g คือ ค่าคงที่ความเร่งขององค์ประกอบทางสังคม

องค์ประกอบเชิงปริชาณที่ปรากฏในสมการที่ (6.17) ใช้แทนประสบการณ์ค้นหาคำตอบของแต่ละอนุภาค ในขณะที่องค์ประกอบเชิงสังคมจะแทนประสบการณ์ค้นหาของกลุ่มอนุภาค ซึ่งถ้าไม่พิจารณาใช้องค์ประกอบเชิงสังคมในการปรับค่าเวกเตอร์ความเร็ว อัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคจะถูกเรียกว่าเป็นแบบเฉพาะที่ (local best) สำหรับพารามิเตอร์ ρ_p ถูกใช้สำหรับการจำกัดขนาดเส้นทางเดินของอนุภาคออกจากตำแหน่งที่ค่าความเหมาะสมดีที่สุด (\bar{P}_{gbest}) โดยถ้า ρ_p มีค่ามาก จะทำให้เส้นทางเดินของอนุภาคมีการกวัดแกว่ง (oscillate) ในขณะที่ถ้า ρ_p มีค่าน้อยจะทำให้อนุภาคเคลื่อนที่อย่างเรียบ (smooth) สำหรับพารามิเตอร์ ρ_g ถูกใช้สำหรับการจำกัดเส้นทางเดินของกลุ่มอนุภาค โดยถ้า ρ_g มีค่ามาก จะทำให้เส้นทางเดินของอนุภาคมีการกวัดแกว่ง และถ้า ρ_g มีค่าน้อย จะทำให้อนุภาคเคลื่อนที่อย่างเรียบเช่นกัน

ขั้นที่ 5 ทำการปรับค่าเวกเตอร์ตำแหน่งของอนุภาคสำหรับรอบการค้นหาต่อไป (next round) ด้วยสมการที่ (6.18)

$$\bar{p}_i(new) = \bar{p}_i(old) + \bar{v}_i(new) \quad (6.18)$$

ขั้นที่ 6 ถ้า $\text{iteration} < \text{iteration}_{\max}$ ให้กลับไปเริ่มที่ขั้นที่ 3 ใหม่ และทำการค้นหาจนกระทั่งได้ค่าเหมาะสมที่ต้องการ แต่ถ้า $\text{iteration} > \text{iteration}_{\max}$ ให้หยุดทำการค้นหา โดยคำตอบที่ดีที่สุดแบบ *gbest* จะเป็นคำตอบของระบบการค้นหา

6.7.2 การทดสอบค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค

สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ มีพารามิเตอร์ที่ต้องทำการทดสอบทั้งหมด 3 ค่า ได้แก่ จำนวนอนุภาคการค้นหา ค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p และค่าคงที่ความเร่งแบบ c_g โดยการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าวจะใช้ค่า %THD และจำนวนรอบที่ค้นพบคำตอบ เป็นเกณฑ์พิจารณาเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์เช่นเดียวกับกรณีการทดสอบพารามิเตอร์ของจินเนติกอัลกอริทึมและการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การทดสอบจำนวนอนุภาค

การทดสอบจำนวนอนุภาคของอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทำการทดสอบใช้จำนวนอนุภาค เท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 อนุภาค โดยผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 6.11 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่ากรณีใช้จำนวนอนุภาคเท่ากับ 40 และ 50 อนุภาค ให้ผลค่าเฉลี่ย %THD ดีใกล้เคียงกัน คือ 0.9929% และ 0.9941% แต่เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่ค้นพบคำตอบพบว่า กรณีที่ใช้จำนวนอนุภาคเท่ากับ 50 (330) มีค่าน้อยกว่ากรณีที่ใช้จำนวนอนุภาคเท่ากับ 40 (409) ดังนั้นพารามิเตอร์จำนวนอนุภาคของอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคสำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟผู้วิจัยจึงเลือกใช้จำนวนอนุภาคเท่ากับ 50

ตารางที่ 6.11 ผลการทดสอบจำนวนอนุภาค

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนอนุภาคเท่ากับ 10						
ค่า %THD	1.0020	0.9666	1.0100	0.9897	1.0092	0.9955
จำนวนรอบการค้นหา	214	170	1626	1282	1597	978
จำนวนอนุภาคเท่ากับ 20						
ค่า %THD	1.0058	1.0081	1.0081	0.9830	1.0077	1.0025
จำนวนรอบการค้นหา	56	970	1719	635	383	753

ตารางที่ 6.11 ผลการทดสอบจำนวนอนุภาค (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนอนุภาคเท่ากับ 30						
ค่า %THD	0.9836	0.9735	1.0087	1.0022	1.0081	0.9952
จำนวนรอบการค้นหา	803	827	40	547	61	456
จำนวนอนุภาคเท่ากับ 40						
ค่า %THD	0.9952	0.9924	0.9826	1.0047	0.9896	0.9929
จำนวนรอบการค้นหา	936	81	555	413	59	409
จำนวนอนุภาคเท่ากับ 50						
ค่า %THD	0.9958	1.0085	1.0100	0.9763	0.9797	0.9941
จำนวนรอบการค้นหา	472	797	73	240	67	330
จำนวนอนุภาคเท่ากับ 60						
ค่า %THD	0.9980	1.0046	0.9770	1.0018	1.0068	0.9976
จำนวนรอบการค้นหา	60	196	184	549	796	357

การทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p และ c_g

การทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p และ c_g ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ทำการทดสอบใช้ค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p และ c_g เท่ากับ 0.25 ถึง 2 โดยผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p แสดงไว้ดังตารางที่ 6.12 และผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_g แสดงไว้ดังตารางที่ 6.13

จากผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p ในตารางที่ 6.12 สังเกตได้ว่าค่าเฉลี่ย %THD ของการใช้ค่า c_p ทุกค่า ให้ผลการทดสอบดีเท่า ๆ กัน ประมาณ 0.99% แต่เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่ค้นพบคำตอบพบว่ากรณีที่ใช้ค่า c_p เท่ากับ 1 มีค่าน้อยกว่าค่าอื่น ๆ ที่เหลือ คือ 140 รอบการค้นหา และจากผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_g ในตารางที่ 6.13 สังเกตได้ว่าค่าเฉลี่ย %THD ของกรณีที่ใช้ค่า c_g เท่ากับ 1.5 และ 1.75 ให้ผลการทดสอบดีใกล้เคียงกัน คือ 0.9845% และ 0.9847% ตามลำดับ แต่เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบพบว่ากรณีที่ใช้ค่า c_g เท่ากับ 1.5 (343) มีค่าน้อยกว่ากรณีที่ใช้ค่า c_g เท่ากับ 1.75 (837) ดังนั้นพารามิเตอร์ค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p และ c_g ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของ

กลุ่มอนุภาค สำหรับใช้ออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าเท่ากับ 1 และ 1.5 ตามลำดับ

ตารางที่ 6.12 ผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่า c_p เท่ากับ 0.25						
ค่า %THD	1.0070	0.9788	0.9578	1.0079	1.0004	0.9911
จำนวนรอบการค้นหา	585	854	1072	1630	652	959
ค่า c_p เท่ากับ 0.50						
ค่า %THD	0.9973	0.9986	0.9823	0.9862	0.9930	0.9914
จำนวนรอบการค้นหา	662	726	723	69	930	622
ค่า c_p เท่ากับ 0.75						
ค่า %THD	0.9826	0.9864	1.0088	1.0059	1.0010	0.9969
จำนวนรอบการค้นหา	86	309	1155	110	245	381
ค่า c_p เท่ากับ 1.0						
ค่า %THD	1.0053	0.9981	1.0056	0.9486	1.0100	0.9935
จำนวนรอบการค้นหา	73	184	276	61	108	140
ค่า c_p เท่ากับ 1.25						
ค่า %THD	0.9885	1.0019	0.9840	1.0015	0.9840	0.9919
จำนวนรอบการค้นหา	56	421	480	310	443	342
ค่า c_p เท่ากับ 1.50						
ค่า %THD	0.9915	0.9983	0.9943	0.9881	0.9815	0.9907
จำนวนรอบการค้นหา	766	696	466	1214	59	640
ค่า c_p เท่ากับ 1.75						
ค่า %THD	1.0050	0.9816	0.9991	1.0063	0.9974	0.9978
จำนวนรอบการค้นหา	1103	1285	818	1463	777	1089
ค่า c_p เท่ากับ 2.0						
ค่า %THD	0.9955	0.9974	1.0058	1.0015	0.9757	0.9952
จำนวนรอบการค้นหา	1094	676	758	1110	987	925

ตารางที่ 6.13 ผลการทดสอบค่าคงที่ความเร่งแบบ c_g

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่า c_g เท่ากับ 0.25						
ค่า %THD	0.9938	1.0091	1.0100	0.9892	1.0012	1.0006
จำนวนรอบการค้นหา	1096	57	722	727	717	664
ค่า c_g เท่ากับ 0.50						
ค่า %THD	1.0046	1.0038	1.0100	0.9646	1.0022	0.9970
จำนวนรอบการค้นหา	53	55	686	678	676	430
ค่า c_g เท่ากับ 0.75						
ค่า %THD	0.9835	0.9735	0.9978	1.0050	1.0095	0.9938
จำนวนรอบการค้นหา	90	60	1352	354	78	387
ค่า c_g เท่ากับ 1.0						
ค่า %THD	1.0141	0.9763	0.9942	0.9909	0.9998	1.0024
จำนวนรอบการค้นหา	823	240	63	120	76	264
ค่า c_g เท่ากับ 1.25						
ค่า %THD	0.9827	0.9915	1.0005	1.0089	1.0060	0.9988
จำนวนรอบการค้นหา	558	498	456	1148	63	545
ค่า c_g เท่ากับ 1.50						
ค่า %THD	1.0060	0.9822	0.9396	0.9974	0.9973	0.9845
จำนวนรอบการค้นหา	492	50	732	541	101	383
ค่า c_g เท่ากับ 1.75						
ค่า %THD	0.9574	0.9789	0.9742	1.0063	1.0069	0.9847
จำนวนรอบการค้นหา	675	1063	966	787	696	837
ค่า c_g เท่ากับ 2.0						
ค่า %THD	1.0050	0.9975	0.9972	0.9550	0.9993	0.9908
จำนวนรอบการค้นหา	157	1045	188	929	30	470

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคทั้งหมดข้างต้น ผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ซึ่งสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้จำนวนอนุภาคการค้นหาเท่ากับ 50 อนุภาค
- เลือกใช้ค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p เท่ากับ 1
- เลือกใช้ค่าคงที่ความเร่งแบบ c_g เท่ากับ 1.5

6.7.3 การออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ V_{dc} , L_f และ HB ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้การค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค สำหรับระบบในรูปที่ 6.1 แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ V_{dc} เท่ากับ 312-700 V ค่า L_f เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.02 A

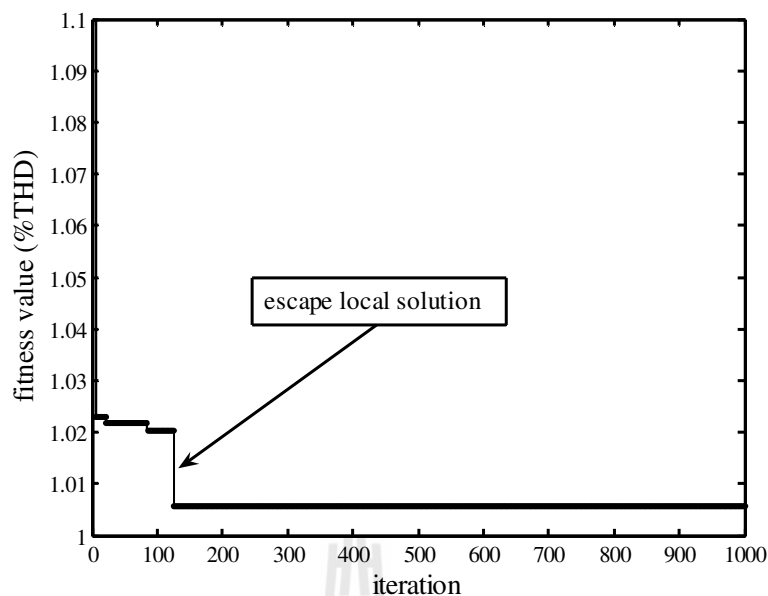
ขั้นที่ 2 กำหนดจำนวนอนุภาคสำหรับการค้นหาเท่ากับ 50 อนุภาค โดยแต่ละอนุภาคประกอบด้วยพารามิเตอร์ V_{dc} พารามิเตอร์ L_f และพารามิเตอร์ HB

ขั้นที่ 3 กำหนดตำแหน่งของอนุภาคเริ่มต้น โดยการสุ่มค่าภายในปริภูมิการค้นหา

ขั้นที่ 4 กำหนดค่าคงที่ความเร่งแบบ c_p และ c_g สำหรับการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคเท่ากับ 1 และ 1.5 ตามลำดับ

ขั้นที่ 5 กำหนดจำนวนรอบสูงสุด ($iteration_{max}$) สำหรับการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาคเท่ากับ 1000

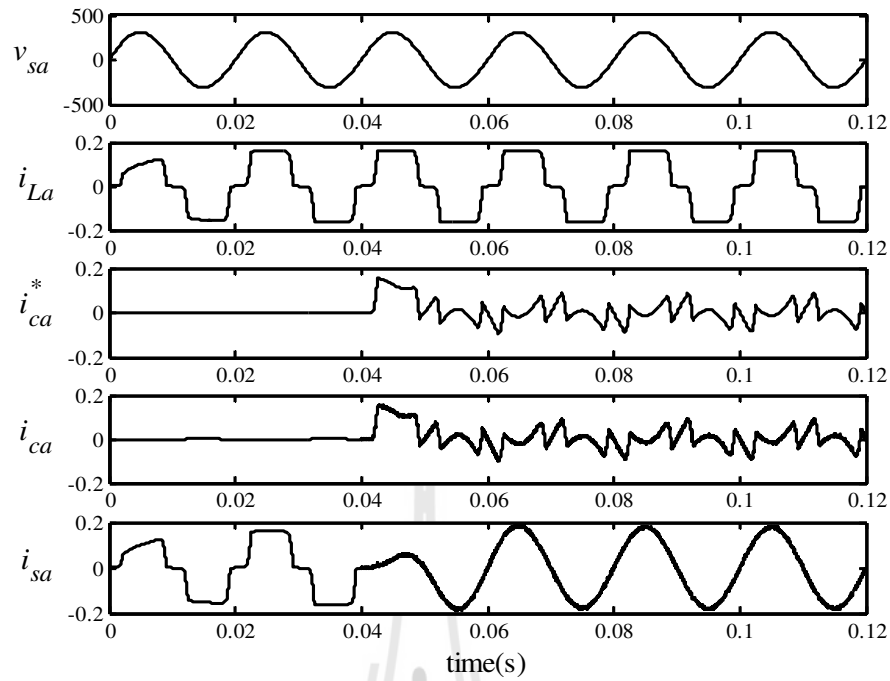
จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 6.25 จากรูปดังกล่าวแสดงการลู่เข้าของ %THD ที่ค่าเท่ากับ 1.0057% ในจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 1000 รอบ โดยสังเกตได้ว่าลักษณะกราฟการลู่เข้าของ %THD เป็นไปอย่างรวดเร็ว เพียงจำนวนรอบการค้นหาที่ 126 เท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากผลของความเร่งภายในอัลกอริทึมการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค จึงทำให้การค้นหาดังกล่าวพบคำตอบอย่างรวดเร็ว โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ได้จากการค้นหาดังกล่าว คือ ค่า V_{dc} เท่ากับ 639 V ค่า L_f เท่ากับ 0.42 H และค่า HB เท่ากับ 0.0011 A



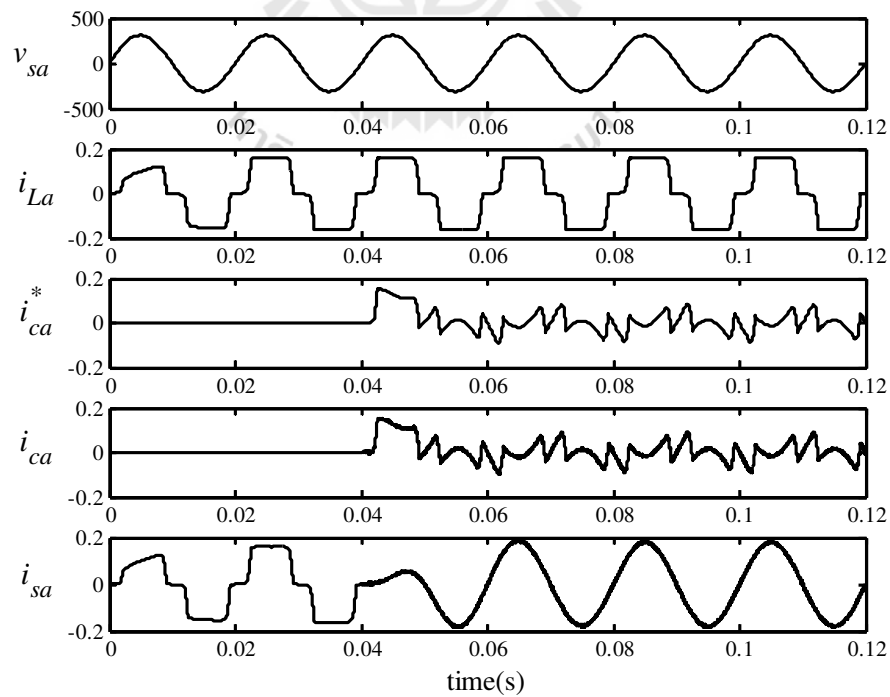
รูปที่ 6.25 การลู่เข้าของค่า %THD กรณีวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค

6.8 ผลการจำลองสถานการณ์และการอภิปราย

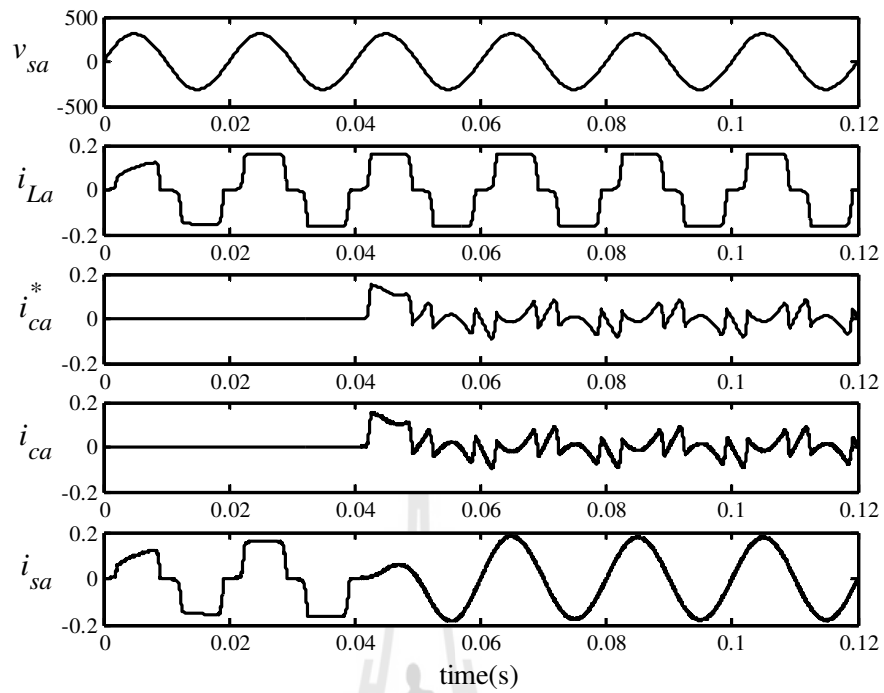
การจำลองสถานการณ์การกำจัดการรบกวนของระบบในรูปที่ 6.1 โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังในโปรแกรม MATLAB กรณีวงจรรบกวนกำลังแอกทีฟออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round วิธีการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค ซึ่งผลการออกแบบของแต่ละวิธีดังกล่าวได้นำเสนอไว้แล้วก่อนหน้านี้ ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดการรบกวนด้วยวงจรรบกวนกำลังแอกทีฟที่อาศัยการออกแบบด้วยวิธีดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 6.26 ถึงรูปที่ 6.29 ตามลำดับ โดยทำการจำลองสถานการณ์ตั้งแต่เวลา 0 ถึง 0.12 วินาที และเริ่มทำการฉีดกระแสชดเชยตั้งแต่เวลา 0.04 วินาที เป็นต้นไป



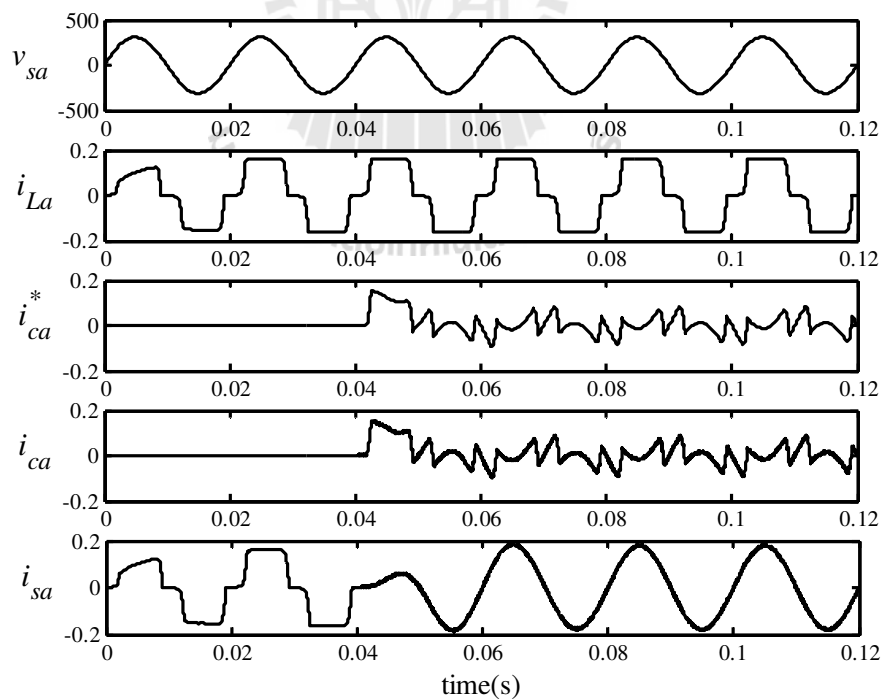
รูปที่ 6.26 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round



รูปที่ 6.27 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี GA



รูปที่ 6.28 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี ATS



รูปที่ 6.29 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณี APF ออกแบบโดยใช้วิธี PSO

จากรูปที่ 6.26 ถึงรูปที่ 6.29 สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย หรือ i_{sa} ก่อนการชดเชยในช่วงเวลาเริ่มต้นจนถึง 0.04 วินาที มีลักษณะรูปสัญญาณเหมือนกับ กระแสทางด้านโหลด (i_{La}) ซึ่งมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ โดยวัดค่า %THD ได้ค่าเท่ากับ 25.5048% จากนั้นเมื่อพิจารณารูปสัญญาณ i_{sa} หลังการชดเชยตั้งแต่เวลา 0.04 เป็นต้นไปสังเกตได้ว่ารูปสัญญาณ i_{sa} หลังการชดเชยของทั้งสี่กรณีมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากผลของ วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่สามารถลดกระแสชดเชย (i_{ca}) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแส อ้างอิง (i_{ca}^*) ซึ่งได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง โดยค่า %THD ของ i_{sa} ทั้งสี่กรณีได้จากตารางที่ 6.14 จากตารางดังกล่าวผลการกำจัดฮาร์มอนิกกรณีวงจรกรอง กำลังแอกทีฟออกแบบโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round วัดค่า %THD ของ i_{sa} หลังการชดเชย ได้ค่าเท่ากับ 1.4176% กรณีการออกแบบใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึมวัดค่า %THD หลังการชดเชยได้ ค่าเท่ากับ 0.9890% กรณีการออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวค่า %THD หลังการ ชดเชยได้ค่าเท่ากับ 0.9853% และกรณีการออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่ม อนุภาควัดค่า %THD หลังการชดเชยได้ค่าเท่ากับ 1.0057% จากค่า %THD ดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่า %THD กรณีวงจรกรองกำลังแอกทีฟออกแบบโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ทั้งสามวิธี มีค่าน้อยกว่า กรณีการออกแบบที่ใช้วิธีการของ Ingram and Round โดยกรณีที่การออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบ ตาบู่เชิงปรับตัวมีค่าน้อยที่สุด คือ 0.9853% อย่างไรก็ตามค่า %THD ของทั้งสี่กรณียังคงอยู่ในกรอบ มาตรฐานของ IEEE std. 519-1992

ตารางที่ 6.14 ค่า %THD ของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกรณีการออกแบบวงจรกรองกำลัง แอกทีฟโดยใช้วิธีการของ Ingram and Round วิธี GA วิธี ATS และวิธี PSO

พารามิเตอร์ของ APF	วิธีการออกแบบ APF			
	วิธีการของ Ingram and Round	วิธี GA	วิธี ATS	วิธี PSO
V_{dc} (V)	600	644	635	639
L_f (H)	0.4	0.35	0.43	0.42
HB (A)	0.0033	0.00049	0.00013	0.0011
ค่า %THD ก่อนชดเชย	25.5048%			
ค่า %THD หลังชดเชย	1.4176%	0.9890%	0.9853%	1.0057%

6.9 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส โดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี ได้แก่ การค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึม การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และการค้นหาแบบการเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ของระบบกำลังการจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาทั้งสามอัลกอริทึมดังกล่าวพบว่าปริมาณฮาร์โมนิกของระบบไฟฟ้ากำลังหลังการชดเชยมีค่าลดน้อยลงและอยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE std. 519-1992 โดยกรณีที่การออกแบบใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้ผลการออกแบบดีที่สุด โดยดูได้จากค่า %THD หลังการชดเชยของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย ซึ่งกรณีดังกล่าวให้ค่า %THD น้อยที่สุด เท่ากับ 0.9853% ดังนั้นในบทต่อไปซึ่งจะเป็นการนำเสนอการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว คือ ค่า V_{dc} เท่ากับ 635 V ค่า L_f เท่ากับ 0.43 H และค่า HB เท่ากับ 0.00013 A

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนของการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 ได้รับการตีพิมพ์แล้วดังนี้

- T. Narongrit, K-L. Areerak and A. Srikaew, “**Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search**”, Proceedings of the 8th WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence Knowledge Engineering & Data bases (AIKED), 2009, pp.314-318

- T. Narongrit, K-L. Areerak and K-N. Areerak, “**Design of an Active Power Filter using Genetic Algorithm Technique**”, Proceedings of the 9th WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence Knowledge Engineering & Data bases (AIKED), 2010, pp.46-50

- K-L Areerak and T. Narongrit, “**Shunt Active Power Filter Design using Genetic Algorithm method**”, WSEAS Transactions on Systems, 2010, vol.9, pp.327-336

บทที่ 7

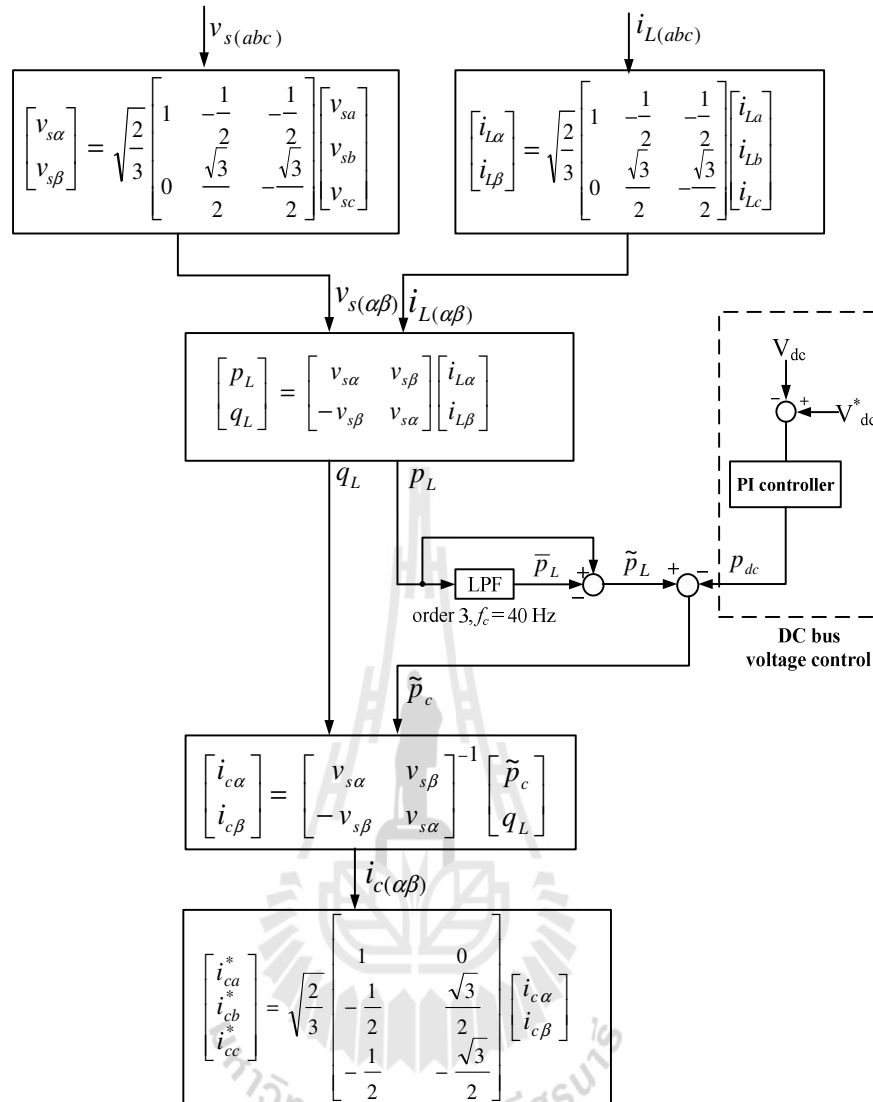
การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟ

7.1 กล่าวนำ

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอททิฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันจำเป็นต้องมีการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ตัวเก็บประจุของวงจรดังกล่าวให้มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 6 โดยถ้าไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงจะทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวมีค่าไม่ตรงตามที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการฉีดกระแสของวงจรกรองกำลังแอททิฟโดยตรง ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยเนื้อหาประกอบด้วย การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอททิฟขณะหนึ่ง การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และการจำลองสถานการณ์ที่แบ่งออกเป็นสองกรณี คือ กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และกรณีมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟ นอกจากนี้การอภิปรายผลการจำลองสถานการณ์ของแต่ละกรณีได้ถูกนำเสนอไว้เช่นกัน

7.2 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอททิฟขณะหนึ่ง

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอททิฟขณะหนึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7.1 จากรูปดังกล่าวแสดงการนำบล็อกควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟ (DC bus voltage control) โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) เข้ามาแทรกอยู่ที่ส่วนของกำลังแอททิฟภายในขั้นตอนของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอททิฟขณะหนึ่ง ซึ่งอินพุตของตัวควบคุมดังกล่าว คือ ผลต่างระหว่างค่าแรงดันบัสไฟตรงค่าจริงที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิงที่ได้จากการออกแบบ (V_{dc}^*) ส่วนเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมแบบพีไอ (p_{dc}) จะถูกนำไปลบกับปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอททิฟ หรือ \tilde{p}_L โดยผลต่างของทั้งสองปริมาณ คือ ปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอททิฟที่ใช้ในการคำนวณหากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย หรือ \tilde{p}_c



รูปที่ 7.1 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ

7.3 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอคทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ทำการออกแบบโดยอาศัยสมการพลังงานที่ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรดังกล่าวได้จากรูปที่ 7.2 จากรูปดังกล่าววงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ไอจีบีที (IGBT) 6 ตัว โดยมีตัวเก็บประจุเป็นตัวเก็บสะสมพลังงาน ซึ่งค่าพลังงานที่ตัวเก็บประจุดังกล่าว สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (7.1)

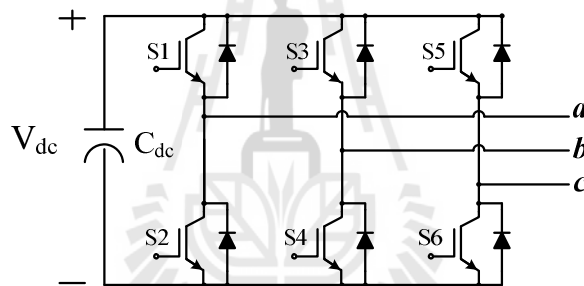
$$E_{dc} = \int p_{dc} dt = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (7.1)$$

จากสมการที่ (7.1) ทำการแก้สมการเพื่อหาค่าแรงดันบัลไฟตรง (V_{dc}) จะได้ดังสมการที่ (7.2)

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{2}{C_{dc}} \int p_{dc} dt} \quad (7.2)$$

โดยที่ p_{dc} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ (W)

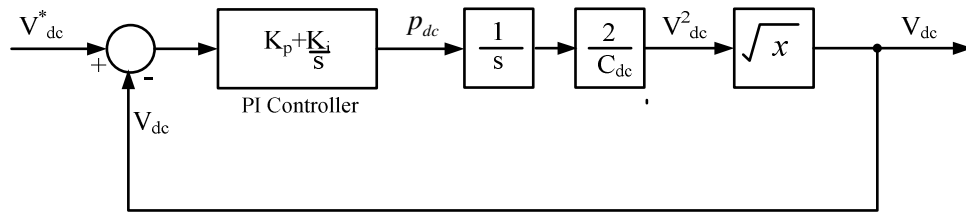
C_{dc} คือ ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ (F)



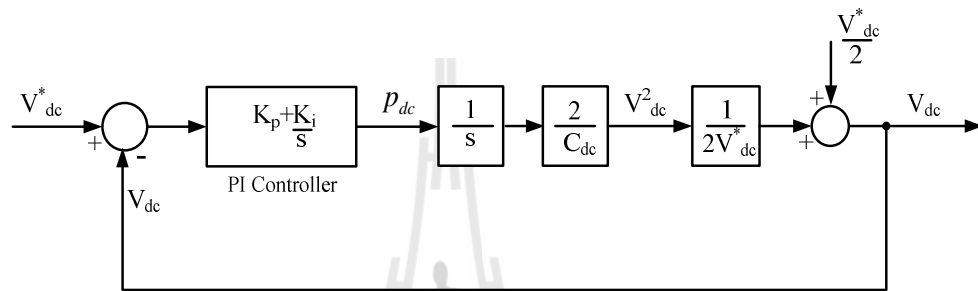
รูปที่ 7.2 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอททิฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

จากสมการที่ (7.2) นำไปสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอททิฟได้ดังรูปที่ 7.3 จากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าภายในบล็อกไดอะแกรมการควบคุมมีส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น คือ บล็อกการหาค่ารากที่สองของค่า x ใด ๆ ดังนั้น เพื่อให้ระบบควบคุมดังกล่าวเป็นระบบเชิงเส้น จึงใช้การประมาณการหาค่ารากที่สองโดยใช้การกระจายด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor series) (Eakburanawat J., Darapong P., Yangyuen U., and Po-ngam S., 2004) ดังสมการที่ (7.3) ถึง (7.5)

จากสมการที่ (7.5) การหาค่ารากที่สองของ V_{dc}^2 ทำได้โดยการแทนค่า $\sqrt{x_0}$ เท่ากับ V_{dc}^* และค่า x เท่ากับ V_{dc}^2 ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (7.6)



รูปที่ 7.3 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรรอกำลังแอคทีฟ



รูปที่ 7.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรรอกำลังแอคทีฟ
โดยประมาณค่ารากที่สองของ V_{dc}^2 ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \left. \frac{d\sqrt{x}}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \quad (7.3)$$

$$\sqrt{x} \approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}} (x - x_0) \quad (7.4)$$

$$\sqrt{x} \approx \frac{\sqrt{x_0}}{2} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}} x \quad (7.5)$$

$$\sqrt{V_{dc}^2} \approx \frac{V_{dc}^*}{2} + \frac{1}{2V_{dc}^*} (V_{dc}^2) \quad (7.6)$$

จากการประมาณค่ารากที่สองของ V_{dc}^2 ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟใหม่ได้ดังรูปที่ 7.4 จากบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function: $T(s)$) ของระบบได้ดังสมการที่ (7.7) ดังนี้

$$T(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{1}{2} \frac{s^2 + 2AK_p s + 2AK_i}{s^2 + AK_p s + AK_i} ; A = \frac{1}{C_{dc} V_{dc}^*} \quad (7.7)$$

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7.8)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และค่า K_i ของตัวควบคุมแบบพีไอจะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอน $T(s)$ และพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานซึ่งแสดงไว้ดังสมการที่ (7.8) โดยผลการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันทั้งสองดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (7.9) ถึง (7.11) ดังต่อไปนี้

$$s^2 + AK_p s + AK_i = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (7.9)$$

$$AK_p = 2\zeta\omega_n , \quad AK_i = \omega_n^2 \quad (7.10)$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{A} , \quad K_i = \frac{\omega_n^2}{A} \quad (7.11)$$

โดยที่ ζ คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio) มีค่าเท่ากับ 0.707

ω_n คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) มีค่าเท่ากับ $\frac{4}{T_s \zeta}$ เมื่อพิจารณา

ให้ค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว (e_{ss}) มีค่าเท่ากับ $\pm 2\%$

T_s คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time)

7.4 การจำลองสถานการณ์และการอภิปรายผล

การจำลองสถานการณ์ในบทนี้ถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรง และกรณีที่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังนี้

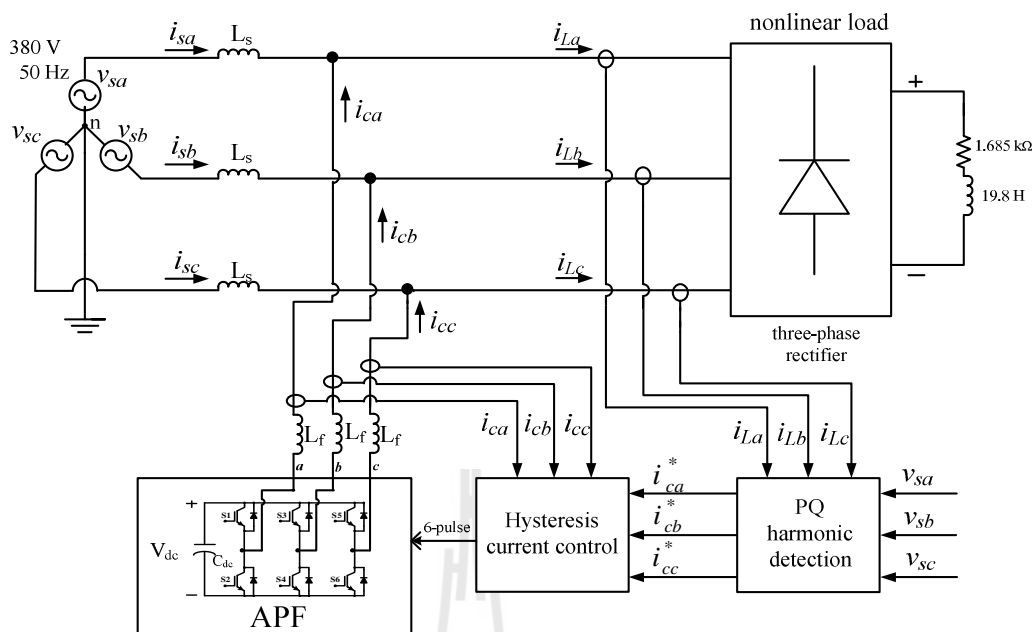
7.4.1 การจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรง

ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

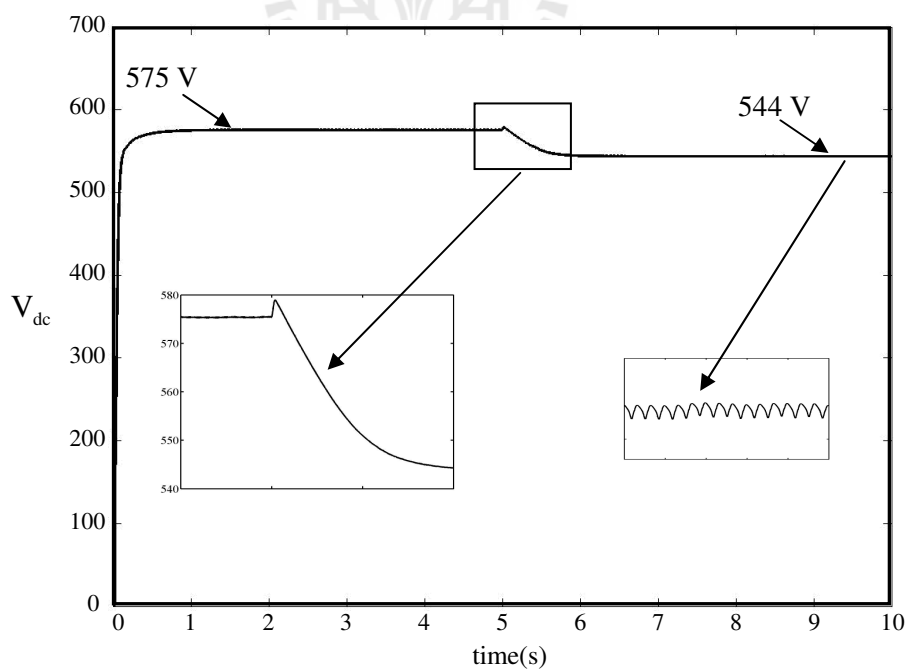
ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 7.5 จากรูปดังกล่าวระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุลต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นค่าความต้านทาน (R) เท่ากับ $1.685 \text{ k}\Omega$ ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) เท่ากับ 19.8 H การตรวจจับฮาร์มอนิกใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง และการควบคุมกระแสชดเชยใช้วิธีฮิสเตอร์ซิส

การจำลองสถานการณ์ของระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 7.5 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเตอร์ซิส คือ ค่าตัวเก็บประจุ (C_{dc}) มีค่าเท่ากับ $200 \mu\text{F}$ ซึ่งได้จากการเลือกค่าโดยใช้วิธีการของ Thomas (1998) ดังสมการที่ (7.12) จากสมการดังกล่าวกำหนดให้ค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) มีค่าเท่ากับ 635 V (ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวในบทที่ผ่านมา) และกำหนดให้ค่าผลต่างของแรงดันบัสไฟตรง (ΔV_{dc}) มีค่าเท่ากับ 3 V สำหรับค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_f) มีค่าเท่ากับ 0.43 H ค่าแถบฮิสเตอร์ซิส (HB) มีค่าเท่ากับ 0.00013 A โดยที่ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเช่นกัน การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งใช้วงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ในการแยกปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟออกจากปริมาณกำลังแอกทีฟมูลฐานซึ่งได้จากการทดสอบในบทที่ 4 จากระบบข้างต้นเมื่อดำเนินการจำลองสถานการณ์ได้ผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 7.6 และ 7.7 โดยการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวทำการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสจาก $R = 1.685 \text{ k}\Omega$ เป็น $R = 3.37 \text{ k}\Omega$ ตั้งแต่เวลา 5 วินาที เป็นต้นไป ทั้งนี้เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

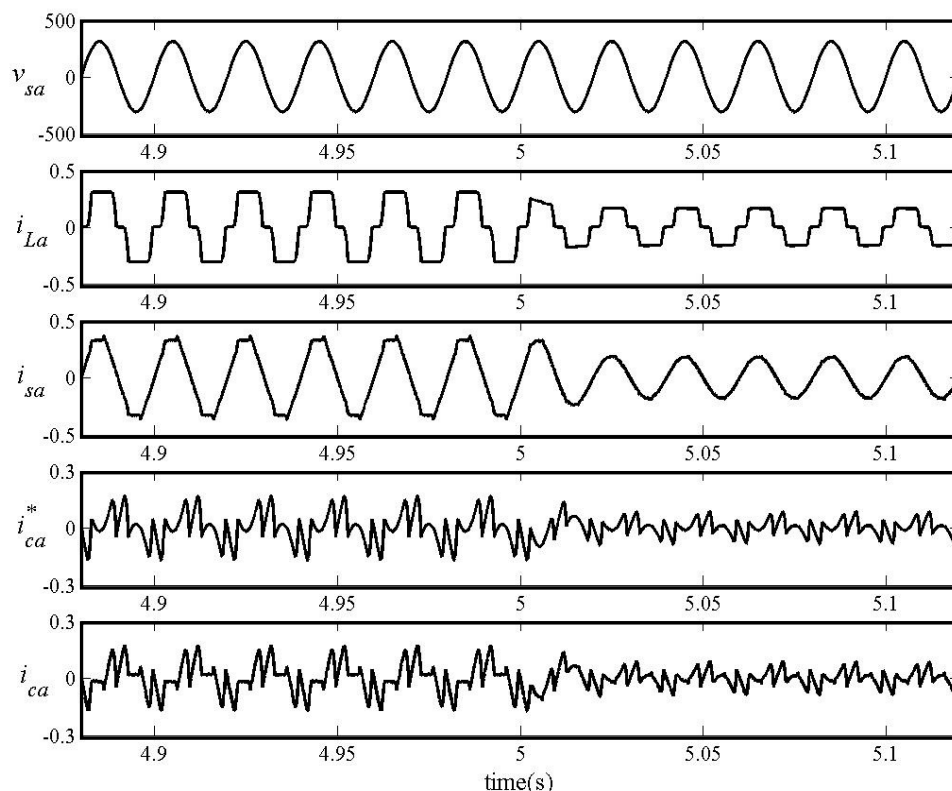
$$C_{dc, \min} = \frac{0.32}{\Delta V_{dc} \times V_{dc}^*} = \frac{0.32}{3 \times 635} = 167.97 \mu\text{F} \quad (\text{ผู้วิจัยเลือกใช้ } C_{dc} = 200 \mu\text{F}) \quad (7.12)$$



รูปที่ 7.5 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรรอกำลังแอคทีฟ



รูปที่ 7.6 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรรอกำลังแอคทีฟกรณีไม่มีการควบคุม



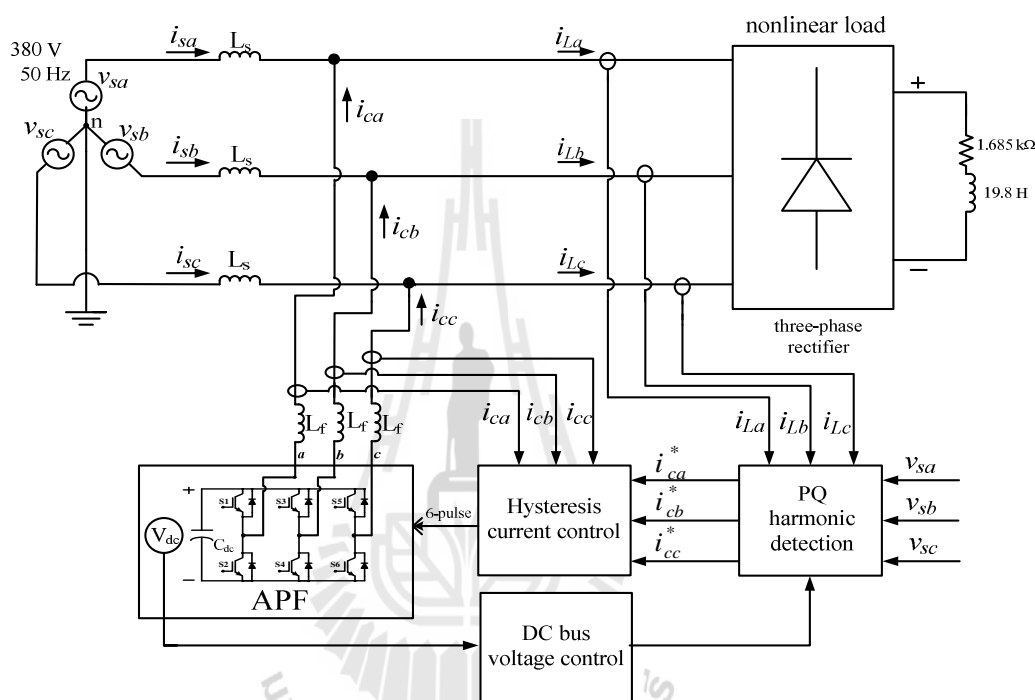
รูปที่ 7.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

จากรูปที่ 7.6 สังเกตได้ว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลังแอกทีฟในช่วงเวลา 0 ถึง 5 วินาที มีค่าเท่ากับ 575 V ในสถานะคงตัว และเมื่อโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสมีการเปลี่ยนแปลงจาก $R = 1.685 \text{ k}\Omega$ เป็น $R = 3.37 \text{ k}\Omega$ ในช่วงเวลา 5 วินาที ถึง 10 วินาที ค่าแรงดันบัลไฟตรงเพิ่มขึ้นประมาณ 4 V ในช่วงเวลาเริ่มต้น และตกลงเหลือ 544 V เมื่อเข้าสู่สถานะคงตัว จากผลดังกล่าวพบว่าระบบไม่สามารถปรับค่าแรงดันให้มีค่าเท่ากับค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง ซึ่งออกแบบไว้ที่ 635 V ทั้งนี้เนื่องจากการไม่มีการควบคุมค่าแรงดันดังกล่าว และจากรูปที่ 7.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a ในช่วงเวลา 4.88 วินาที ถึง 5.12 วินาที (ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแรงแหลด) สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณของกระแสทางด้านโหลด (i_{La}) หรือรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าก่อนการชดเชยมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ ซึ่งวัดค่า %THD ได้ค่าเท่ากับ 25.50% และเมื่อพิจารณารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{sa}) หลังการชดเชยพบว่ารูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น แต่เห็นได้ชัดว่ารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายยังมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนในบางช่วงของรูปสัญญาณ ทั้งนี้เนื่องจากผลของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ไม่สามารถชดเชยกระแสชดเชย (i_{ca}) ได้ตามลักษณะรูป

สัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{ca}^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ หนึ่ง ซึ่งได้มาจากกราฟ i_{ca} ในรูปที่ 7.7 จากผลดังกล่าวจึงส่งผลให้ค่า %THD ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 6.40% ซึ่งค่า %THD ดังกล่าวไม่อยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

7.4.2 การจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันไฟตรง

ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ



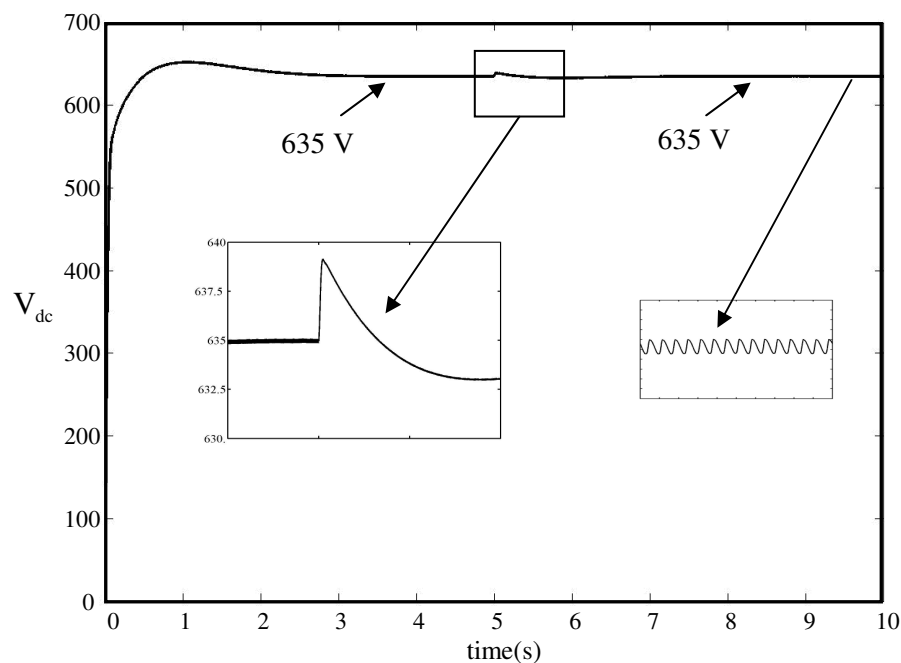
รูปที่ 7.8 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันไฟตรง
ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การจำลองสถานการณ์กรณีมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ใช้ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์เช่นเดียวกับระบบในรูปที่ 7.5 แต่แตกต่างกันตรงที่ ในหัวข้อนี้มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงตามค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) ให้มีค่าเท่ากับ 635 V ซึ่งจากระบบดังกล่าวเมื่อมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ระบบจะเป็นดังรูปที่ 7.8 จากรูปดังกล่าวภายในบล็อก DC bus voltage control คือ ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ สามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (7.12) โดยการออกแบบกำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่ (T_s) มีค่าไม่เกิน 3 วินาที ซึ่งค่า K_p และ K_i สามารถคำนวณได้ดังนี้

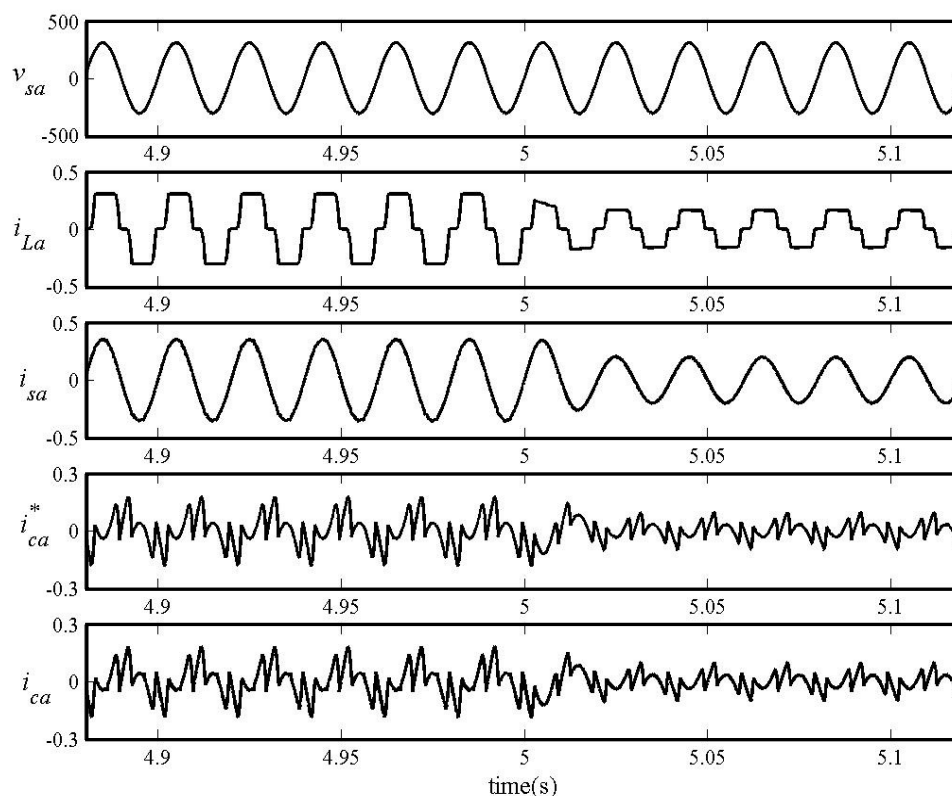
$$K_p = 2 \times 0.707 \times \left(\frac{4}{3 \times 0.707} \right) \times 200 \times 10^{-6} \times 635 = 0.338$$

$$K_i = \left(\frac{4}{3 \times 0.707} \right)^2 \times 200 \times 10^{-6} \times 635 = 0.451$$

จากผลการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ เมื่อดำเนินการจำลองสถานการณ์ระบบ รูปที่ 7.8 จะได้ผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 7.9 และ 7.10 โดยการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวทำการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสจาก $R = 1.685 \text{ k}\Omega$ เป็น $R = 3.37 \text{ k}\Omega$ ตั้งแต่เวลา 5 วินาที เป็นต้นไปเช่นกัน

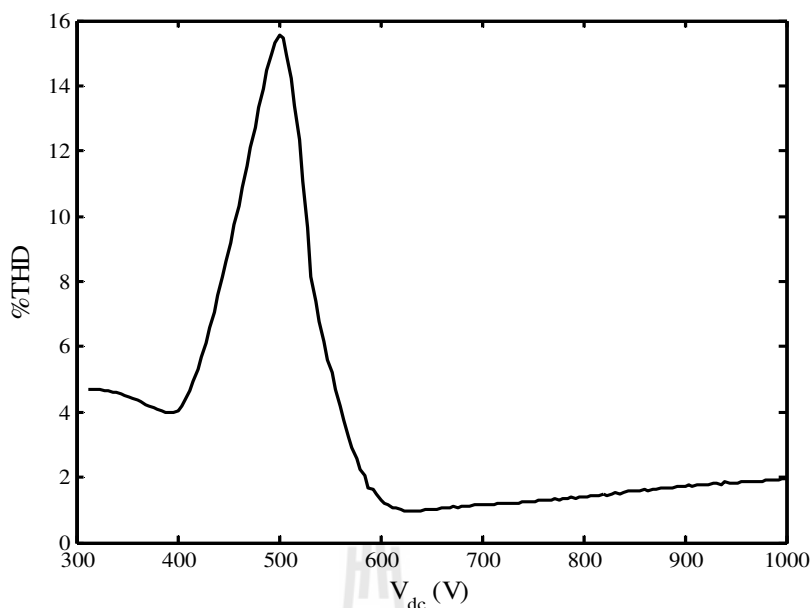


รูปที่ 7.9 ค่าแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ฟรอนีมีการควบคุม



รูปที่ 7.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

จากรูปที่ 7.9 สังเกตได้ว่าค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟในช่วงเวลาก่อน 5 วินาที มีค่าเท่ากับ 635 V โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 3 วินาที และเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ณ เวลา 5 วินาที พบว่าค่าแรงดันบัสไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 4 V แต่หลังจากเวลาดังกล่าวผ่านไป 3 วินาที ระบบก็สามารถปรับค่าแรงดันให้มียค่าเท่ากับ 635 V เช่นเดิม ทั้งนี้เนื่องจากการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรองกำลังแอกทีฟ จึงทำให้ค่าแรงดันดังกล่าวกลับมาเป็นค่าตามที่ได้ออกแบบไว้ คือ 635 V และจากรูปที่ 7.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a ในช่วงเวลา 4.88 วินาที ถึง 5.12 วินาที สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{sa}) หลังการชดเชย มีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยวงจรองกำลังแอกทีฟสามารถติดตามกระแสชดเชย (i_{ca}) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{ca}^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกตลอดรูปสัญญาณ ซึ่งดูได้จากกราฟ i_{ca} ในรูปที่ 7.10 จากผลดังกล่าว จึงทำให้ค่า %THD ภายหลังการชดเชยมีค่าลดลง และมีค่าเท่ากับ 0.98% ซึ่งน้อยกว่ากรณีไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง และค่า %THD ดังกล่าวยังอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 อีกด้วย



รูปที่ 7.11 ค่า %THD หลังการชดเชย ที่ค่าแรงดันบัลไฟตรงต่าง ๆ

จากผลการจำลองสถานการณ์ของกรณีที่ไม่มีการควบคุม และมีการควบคุมค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกำลั้งแอกทีฟ สังเกตได้ว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงมีผลต่อประสิทธิภาพการกำจัดฮาร์โมนิก ซึ่งดูได้จากค่า %THD ของทั้งสองกรณี โดยกรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงให้มีค่าตามที่ได้ออกแบบไว้เท่ากับ 635 V ให้ผลการกำจัดฮาร์โมนิกดีกว่ากรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง จากผลดังกล่าวงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงได้ทำการทดสอบผลกระทบของค่าแรงดันบัลไฟตรงต่อค่า %THD ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลังการชดเชยโดยในอดีตที่ผ่านมาได้มีผู้นำเสนอการเลือกใช้ค่าแรงดันดังกล่าว เช่น Benchaita et al. (1999) นำเสนอว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงควรมีค่ามากกว่า 1.5 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ($1.5V_s = 1.5 \times 311 = 467 \text{ V}$) และ Mazari and Mekri (2004) ได้นำเสนอใช้ค่าแรงดันบัลไฟตรงเท่ากับ 700 V เป็นต้น ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการทดสอบปรับเปลี่ยนค่าแรงดันบัลไฟตรงตั้งแต่ 312 V ถึง 1000 V โดยกำหนดให้ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_f) และค่าแถบฮิสเตอร์ซิส (HB) มีค่าคงที่ตลอดการทดสอบ คือ 0.43 H และ 0.00013 A ตามลำดับ สำหรับผลการทดสอบค่าแรงดันดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 7.11 ซึ่งสังเกตได้ว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงในช่วง 620 V ถึง 640 V ให้ผลการกำจัดฮาร์โมนิกที่ค่า %THD น้อยที่สุดประมาณ 1% จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงที่ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีตามเชิงปรับตัว (635 V) มีความถูกต้องเหมาะสมกับระบบไฟฟ้าที่พิจารณากำจัดฮาร์โมนิก

7.5 สรุป

การกำจัดฮาร์โมนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน จำเป็นต้องมีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรดังกล่าวให้มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ตลอดการทำงาน ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์จะเห็นได้ชัดว่ากรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ให้ผลการกำจัดฮาร์โมนิกที่มีประสิทธิภาพสูงกว่ากรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามลักษณะกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์โมนิกตลอดรูปสัญญาณมากกว่ากรณีที่ไม่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งจะส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักมีลักษณะเป็นรูปไซน์มากขึ้น จึงทำให้ค่า %THD ของกระแสดังกล่าวมีค่าลดลงและเป็นไปตามกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ 7 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟได้รับการตีพิมพ์แล้วดังนี้

- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยรามคำแหง (รอการตีพิมพ์)



บทที่ 8

การเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

8.1 กล่าวนำ

บทนี้นำเสนอการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง วิธีแกนหมุนดีคิว วิธีการตรวจจับซิงโครนัส และวิธีฟูริเยร์ดีคิว โดยจะเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย สำหรับขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 4 และในบทนี้จะนำเสนอขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว วิธีการตรวจจับซิงโครนัส และวิธีฟูริเยร์ดีคิว นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์รวมถึงการอภิปรายผลการเปรียบเทียบแต่ละวิธี ได้ถูกนำเสนอไว้เช่นกัน

8.2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว (Takeda et al., 1988)

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนดีคิว (DQ axis) หรือวิธี DQ มีขั้นตอนการคำนวณทั้งหมด 5 ขั้นตอนดังนี้

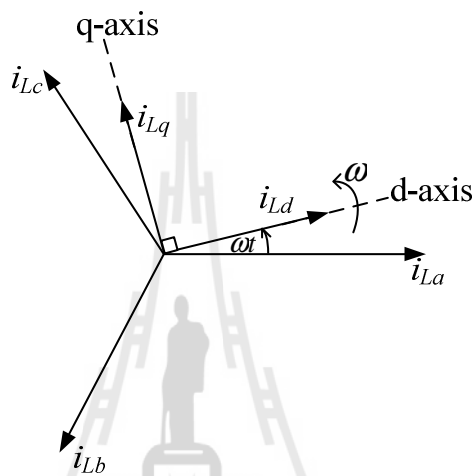
ขั้นที่ 1 แปลงค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ โดยใช้สมการที่ (8.1) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

ขั้นที่ 2 แปลงค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha}, i_{L\beta}$) เป็นค่ากระแสไฟฟ้าบนแกนดีคิว (i_{Ld}, i_{Lq}) ด้วยสมการที่ (8.2)

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

จากสมการดังกล่าวค่า ω คือ ความถี่มูลฐานเชิงมุม (rad/s) ตัวอย่างเช่น ในประเทศไทยมีความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz หรือ 314.16 rad/s เป็นต้น



รูปที่ 8.1 เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดบนแกนดีคิว

จากสองขั้นตอนแรกทำให้ได้ค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดบนแกนดีคิว ซึ่งแสดงเวกเตอร์กระแสดังกล่าวได้ดังรูปที่ 8.1 จากรูปดังกล่าว i_{Ld} และ i_{Lq} จะหมุนด้วยความเร็วเท่ากับความถี่มูลฐานเชิงมุม ดังนั้น กระแสที่ความถี่มูลฐานจึงเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสตรงในขณะที่กระแสฮาร์มอนิกเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสสลับ ซึ่งการคำนวณตรวจจับฮาร์มอนิกต้องแยกองค์ประกอบระหว่างกระแสฮาร์มอนิกออกจากกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดีคิว ดังขั้นตอนที่ 3

ขั้นที่ 3 แยกกระแสฮาร์มอนิก (i_{Ldh} และ i_{Lqh}) ออกจากกระแสที่ความถี่มูลฐานบนแกนดีคิวโดยใช้วงจรกรองผ่านสูงดังแสดงในรูปที่ 8.2 และ 8.3 ดังนี้



รูปที่ 8.2 การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนดี



รูปที่ 8.3 การแยกกระแสฮาร์มอนิกบนแกนคิว

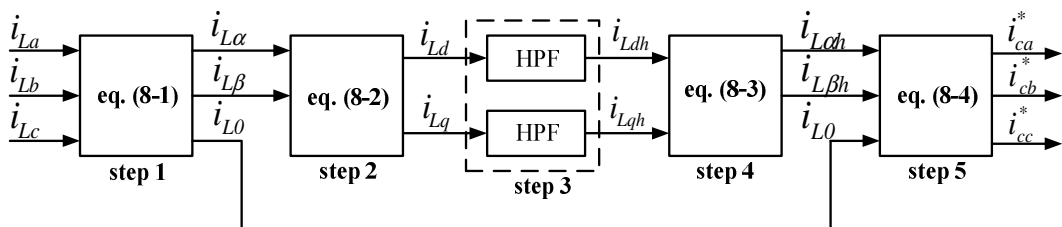
ขั้นที่ 4 แปลงค่ากระแสฮาร์มอนิกจากแกนคิวเป็นค่ากระแสฮาร์มอนิกบนแกน $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha h}, i_{L\beta h}$) โดยใช้สมการที่ (8.3) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha h} \\ i_{L\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ldh} \\ i_{Lqh} \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

ขั้นที่ 5 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ให้กับวงจรกรองกำลังแอคทีฟด้วยสมการที่ (8.4) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha h} \\ i_{L\beta h} \\ i_{L0} \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

จากขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนคิวดังกล่าวข้างต้น สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 8.4



รูปที่ 8.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีแกนหมุนคิวดังกล่าวข้างต้น

8.3 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส (Chen et al., 1994)

ขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส (synchronous detection) หรือวิธี SD มีทั้งหมด 4 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1 สมมติว่าภายหลังการฉีดกระแสชดเชยด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ กระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) ต้องอยู่ในสถานะสมดุล ดังสมการที่ (8.5) ถึง (8.7)

$$i_{sa} = I_s \sin(\omega t + \phi) \quad (8.5)$$

$$i_{sb} = I_s \sin(\omega t + \phi - 120^\circ) \quad (8.6)$$

$$i_{sc} = I_s \sin(\omega t + \phi + 120^\circ) \quad (8.7)$$

โดยที่ I_s คือ ค่ายอดของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (V)

ω คือ ความถี่มูลฐานเชิงมุม (rad/s)

ϕ คือ มุมเฟสเริ่มต้น (องศา)

ขั้นที่ 2 คำนวณค่ากำลังแอกทีฟทั้งสามเฟส (p_a, p_b, p_c) ดังสมการที่ (8.8) ถึง (8.10)

$$p_a = \frac{P_{dc} V_{sa}}{V_{tot}} \quad (8.8)$$

$$p_b = \frac{P_{dc} V_{sb}}{V_{tot}} \quad (8.9)$$

$$p_c = \frac{P_{dc} V_{sc}}{V_{tot}} \quad (8.10)$$

จากสมการที่ (8.8) ถึง (8.10) ค่า V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} คือ ค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าในแต่ละเฟส และ V_{tot} คือ ผลรวมของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าทั้งสามเฟส ($V_{tot} = V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}$) สำหรับค่า P_{dc}

คือ ปริมาณมูลฐานของกำลังแอกทีฟ ซึ่งได้จากการแยกออกจากปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟสามเฟส โดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำดังรูปที่ 8.5 ดังนี้



รูปที่ 8.5 การแยกปริมาณมูลฐานออกจากปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟสามเฟส

จากรูปที่ 8.5 ค่ากำลังแอกทีฟสามเฟส ($P_{3\phi}$) คำนวณได้จากสมการที่ (8.11) ดังนี้

$$p_{3\phi} = v_{sa}i_{La} + v_{sb}i_{Lb} + v_{sc}i_{Lc} \quad (8.11)$$

ขั้นที่ 3 คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) โดยใช้สมการที่ (8.12) ถึง (8.14)

$$i_{sa} = \frac{2v_{sa}p_a}{V_{sa}^2} \quad (8.12)$$

$$i_{sb} = \frac{2v_{sb}p_b}{V_{sb}^2} \quad (8.13)$$

$$i_{sc} = \frac{2v_{sc}p_c}{V_{sc}^2} \quad (8.14)$$

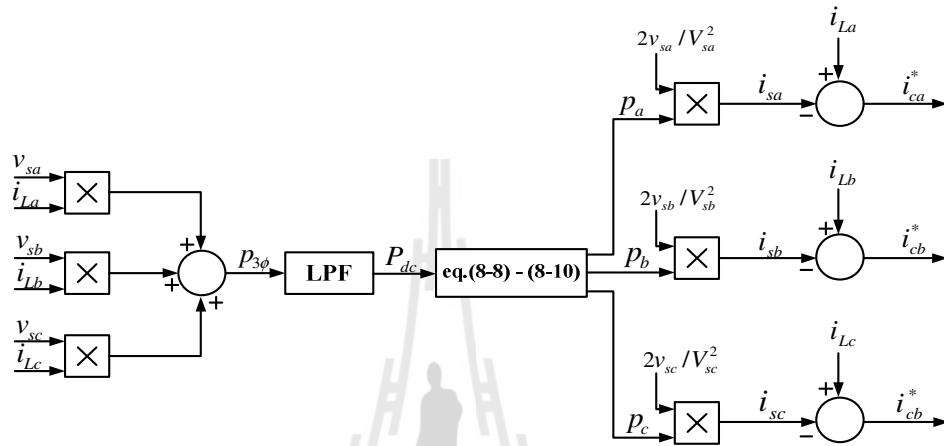
ขั้นที่ 4 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ($i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$) ให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ดังสมการที่ (8.15) ถึง (8.17)

$$i_{ca}^* = i_{La} - i_{sa} \quad (8.15)$$

$$i_{cb}^* = i_{Lb} - i_{sb} \quad (8.16)$$

$$i_{cc}^* = i_{Lc} - i_{sc} \quad (8.17)$$

จากขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกข้างต้น สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 8.6 ดังนี้

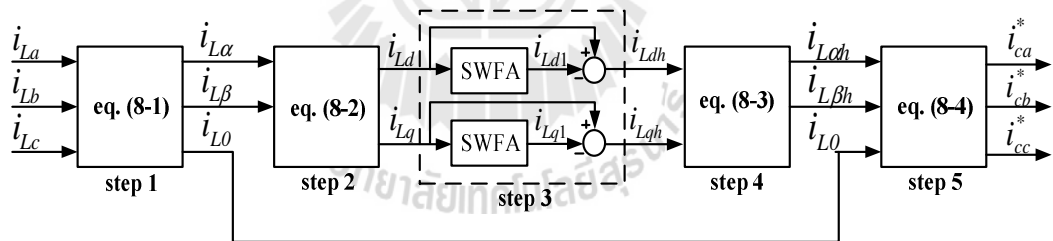


รูปที่ 8.6 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีการตรวจจับซิงโครนัส

8.4 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (กองพล อารีรักษ์, 2549)

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQ axis with Fourier) หรือวิธี DQF เป็นวิธีที่พัฒนามาจากวิธีดีคิวที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 8.2 โดยความแตกต่างของทั้งสองวิธี คือ กรณิวิธีฟูริเยร์ดีคิวจะใช้หลักการวิธีวิเคราะห์แบบฟูริเยร์วินโดว์เลื่อน (SWFA) เข้ามาช่วยแยกองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกออกจากค่ากระแสที่ความถี่มูลฐาน แทนที่การใช้วงจรกรองผ่านสูงในกรณีวิธีดีคิวดังรูปที่ 8.7 จากรูปดังกล่าวการใช้หลักการวิธี SWFA เพื่อแยกองค์ประกอบกระแสฮาร์มอนิกจะมีความแม่นยำสูงกว่าการใช้วงจรกรองผ่านสูง ซึ่งจะส่งผลให้การตรวจจับฮาร์มอนิกมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น สำหรับการใช่วิธี SWFA ในที่นี้เริ่มต้นจากการพิจารณาความสัมพันธ์ของออยเลอร์ฟูริเยร์ (Euler-Fourier formulas) ดังสมการที่ (8.18) ซึ่งมีองค์ประกอบสองเทอม คือ เทอมที่เป็นองค์ประกอบสัญญาณกระแสตรง และเทอมที่เป็นองค์ประกอบสัญญาณกระแสสลับ เมื่อกระแสที่ความถี่มูลฐานเปรียบเสมือนสัญญาณกระแสตรงการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิวจึงคำนวณเฉพาะค่าสัมประสิทธิ์ A_0 เท่านั้น ซึ่งการคำนวณค่า A_0 คำนวณได้จากการแทนค่า $h = 0$ ในสมการที่ (8.19) เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 8.7 ค่ากระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานบนแกนดี (i_{Ld1}) และค่ากระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานบนแกนคว (i_{Lq1}) คำนวณได้จากสมการที่ (8.20) และ

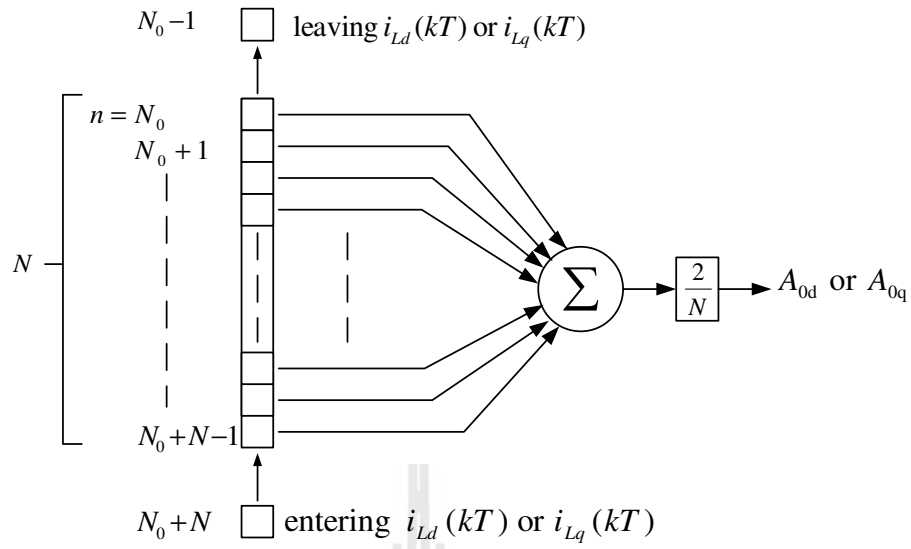
(8.21) ตามลำดับ ค่า A_{0d} และ A_{0q} จากสมการดังกล่าวคำนวณได้จากสมการที่ (8.22) และ (8.23) ซึ่งการคำนวณเริ่มด้วยการกำหนดค่าเริ่มต้นของ A_{0d} และ A_{0q} โดยรับข้อมูลกระแส i_{Ld} และ i_{Lq} มาหนึ่งคาบ ซึ่งมีทั้งหมด N ข้อมูล มาคำนวณตามสมการที่ (8.22) และ (8.23) หลังจากนั้นเก็บค่าดังกล่าวในรูปแบบของแวลลำดับดังรูปที่ 8.8 ส่วนในรอบการทำงานถัดไปเริ่มต้นจากการรับข้อมูลกระแส i_{Ld} และ i_{Lq} ค่าใหม่ ($i_{Ld}(N_0 + N)$ และ $i_{Lq}(N_0 + N)$) และลบข้อมูลกระแส i_{Ld} และ i_{Lq} ค่าเก่า ($i_{Ld}(N_0 - 1)$ และ $i_{Lq}(N_0 - 1)$) เพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} ค่าใหม่ ($A_{0d}^{(new)}$) และค่าสัมประสิทธิ์ A_{0q} ค่าใหม่ ($A_{0q}^{(new)}$) ดังสมการที่ (8.24) โดยที่ ($A_{0d}^{(old)}$) คือ ค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} ค่าเก่าที่ได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้ และ $A_{0q}^{(old)}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ A_{0q} ค่าเก่าที่ได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้เช่นกัน ซึ่งการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $A_{0d}^{(new)}$ และ $A_{0q}^{(new)}$ ในทุกรอบของการรับข้อมูลกระแส i_{Ld} และ i_{Lq} ค่าใหม่ ทำให้ได้ค่ากระแส i_{Ld1} และ i_{Lq1} ในทุกรอบของการคำนวณ โดยช่วง เวลาการรับข้อมูลในแต่ละรอบจะเท่ากับ T วินาที หลังจากที่ได้คำนวณค่ากระแส i_{Ld1} และ i_{Lq1} เรียบร้อยแล้ว นำค่ากระแสดังกล่าวไปหักลบออกจากค่ากระแส i_{Ld} และ i_{Lq} ดังสมการที่ (8.25) และ (8.26) สุดท้ายจะได้กระแสฮาร์มอนิกทั้งหมดในระบบบนแกนหมุนดีคิว (i_{Ldh} และ i_{Lqh}) เมื่อได้ค่ากระแสดังกล่าวก็ดำเนินการคำนวณตรวจสอบฮาร์มอนิกตามวิธีดีคิวในขั้นที่ 4 ต่อไป (ดูได้จากหัวข้อที่ 8.2) ดังรูปที่ 8.7



รูปที่ 8.7 การตรวจสอบฮาร์มอนิกด้วยวิธีฟูริเยร์ดีคิว

$$i_L(kt) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [A_h \cos(h\omega kT) + B_h \sin(h\omega kT)] \quad (8.18)$$

$$A_h = \frac{2}{N} + \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_L(nT) \cos(nh\omega T) \quad (8.19)$$



รูปที่ 8.8 แผนภาพอธิบายการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ A_{0d} และ A_{0q}

$$i_{Ld1}(kT) = \frac{A_{0d}}{2} \quad (8.20)$$

$$i_{Lq1}(kT) = \frac{A_{0q}}{2} \quad (8.21)$$

$$A_{0d} = \frac{2}{N} + \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_{Ld}(nT) \quad (8.22)$$

$$A_{0q} = \frac{2}{N} + \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} i_{Lq}(nT) \quad (8.23)$$

$$\begin{bmatrix} A_{0d}^{(new)} \\ A_{0q}^{(new)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{0d}^{(old)} \\ A_{0q}^{(old)} \end{bmatrix} - \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{Ld}(N_0 - 1)T \\ i_{Lq}(N_0 - 1)T \end{bmatrix} + \frac{2}{N} \begin{bmatrix} i_{Ld}(N_0 + N)T \\ i_{Lq}(N_0 + N)T \end{bmatrix} \quad (8.24)$$

$$i_{Ldh} = i_{Ld} - i_{Ld1} \quad (8.25)$$

$$i_{Lqh} = i_{Lq} - i_{Lq1} \quad (8.26)$$

8.5 การจำลองสถานการณ์และการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

การเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (SD) และวิธีฟูริเยร์ดีคิว (DQF) จะทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น โดยประเด็นแรก คือ สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก โดยจะใช้ค่า %THD หลังการชดเชยเป็นตัวชี้วัด และประเด็นที่สอง คือ การปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้า ภายหลังการชดเชยด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งค่าตัวประกอบกำลังดังกล่าวแบ่งออกเป็นสาม ชนิด คือ ค่าตัวประกอบกำลังการกระจัด (displacement power factor: pf_{disp}) ค่าตัวประกอบกำลังความเพี้ยน (distortion power factor: pf_{dist}) และค่าตัวประกอบกำลังรวม (power factor: pf) โดยแต่ละค่าสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (8.27) ถึง (8.29) ตามลำดับ

$$pf_{disp} = \frac{P}{S_1} \quad (8.27)$$

โดยที่ P คือ กำลังไฟฟ้าจริง (W)

S_1 คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ความถี่มูลฐาน มีค่าเท่ากับ $v_{1,rms} \cdot i_{1,rms}$ (VA)

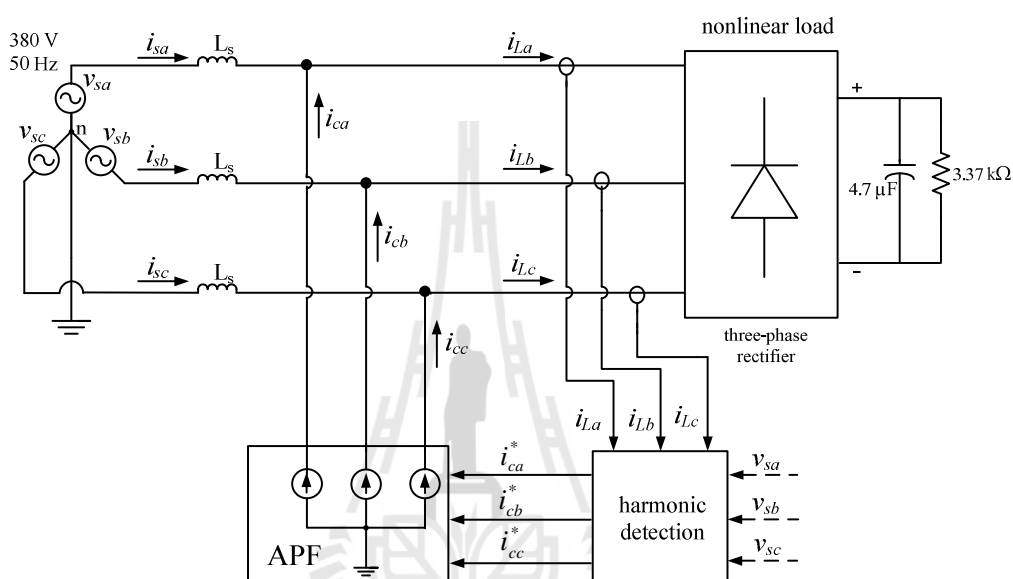
$$pf_{dist} = \frac{S_1}{S} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_V^2} \cdot \sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (8.28)$$

โดยที่ S คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏ มีค่าเท่ากับ $v_{rms} \cdot i_{rms}$

$$pf = \frac{P}{S} = pf_{disp} \cdot pf_{dist} \quad (8.29)$$

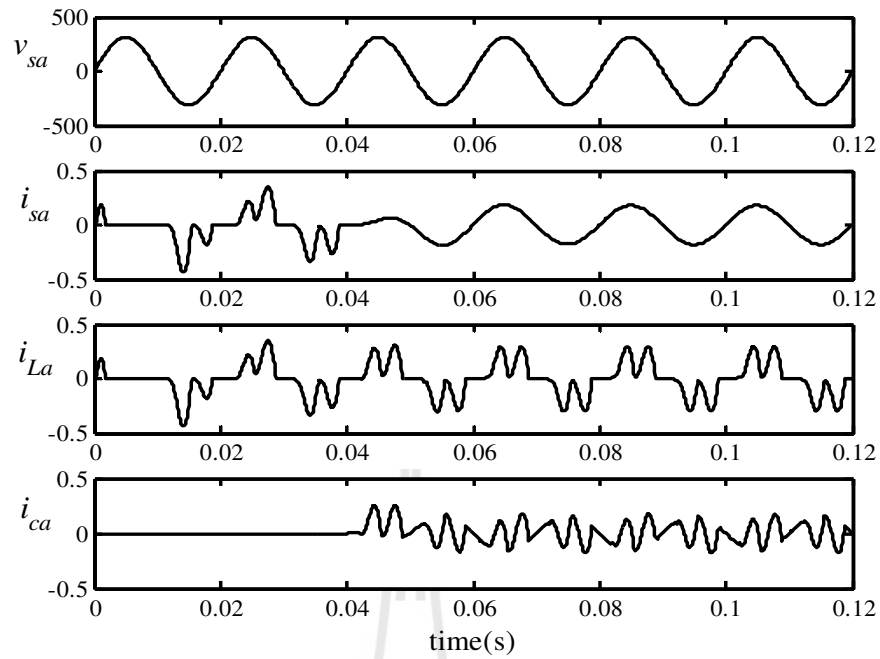
วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าว เป็นแหล่งจ่ายกระแสทางอุดมคติ ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมสำหรับการทดสอบสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิก โดยไม่คำนึงถึงโครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (ค่ากระแสชดเชย (i_c) จะมีค่าเท่ากับกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชย (i_c^*) ทุกประการ) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 8.9 จากรูปดังกล่าว

โหลดไม่เป็นเชิงเส้นถูกแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานเท่ากับ $3.37\text{ k}\Omega$ ขนานกับตัวเก็บประจุเท่ากับ $4.7\text{ }\mu\text{F}$ และสำหรับบล็อก harmonic detection จะถูกแทนที่ด้วยวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธีดังกล่าวข้างต้น โดยกรณีวิธี PQ และวิธี SD ใช้อินพุตกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด และแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (แสดงไว้เป็นเส้นประ) แต่ในกรณีวิธี DQ และวิธี DQF จะใช้อินพุตเพียงกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลดเท่านั้น

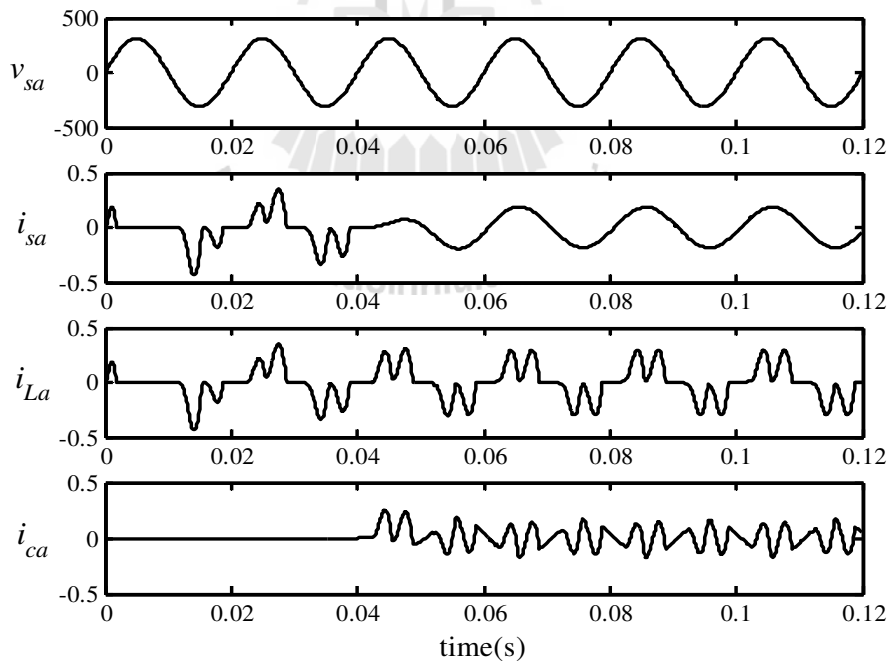


รูปที่ 8.9 ระบบสำหรับการทดสอบเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก

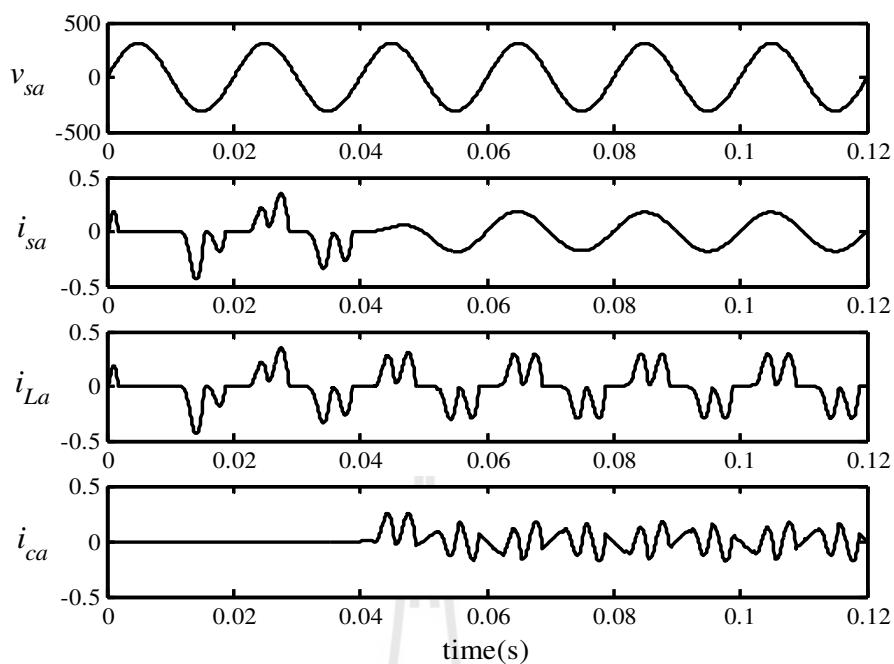
จากระบบดังรูปที่ 8.9 ทำการจำลองสถานการณ์ก่อกำจัดฮาร์มอนิก โดยผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a ของกรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ DQ SD และ DQF แสดงได้ดังรูปที่ 8.10 ถึง 8.13 ตามลำดับ โดยการจำลองสถานการณ์เริ่มทำการฉีดกระแสชดเชยตั้งแต่เวลา 0.04 วินาทีเป็นต้นไป



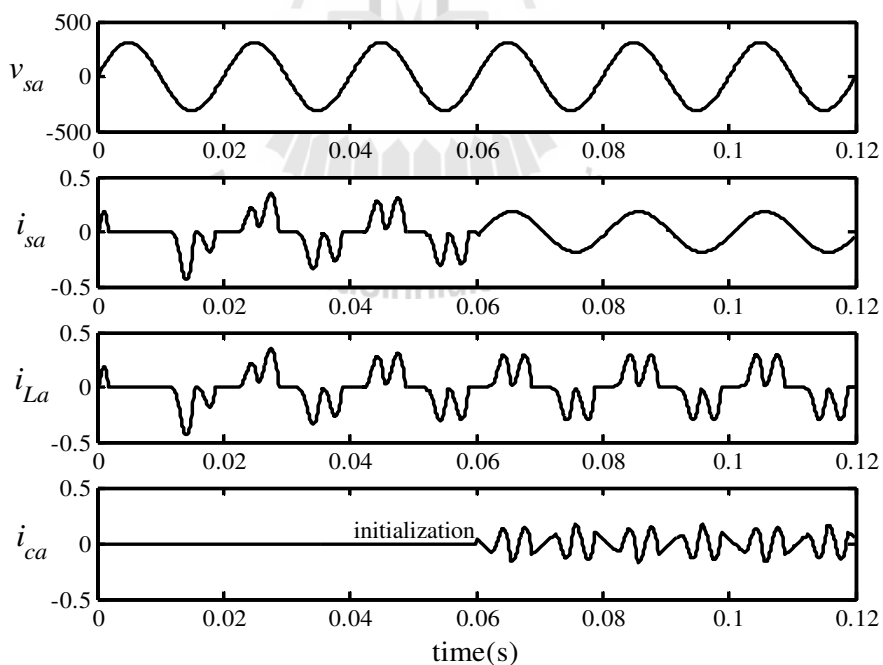
รูปที่ 8.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ



รูปที่ 8.11 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQ



รูปที่ 8.12 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี SD



รูปที่ 8.13 ผลการจำลองสถานการณ์ของเฟส a กรณีใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF

จากรูปที่ 8.10 ถึง 8.13 สังเกตได้ว่าก่อนการฉีดกระแสชดเชยในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 วินาที ถึงก่อนหน้า 0.04 วินาที รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (i_{sa}) มีลักษณะเช่นเดียวกับ กระแสทางด้านโหลด (i_{La}) ซึ่งเปลี่ยนไปจากรูปไซน์มาก โดยวัดค่า %THD ได้เท่ากับ 71.0134% นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาถึงค่าตัวประกอบกำลัง คำนวณค่า pf_{disp} ได้เท่ากับ 0.96 ค่า pf_{dist} เท่ากับ 0.81 และ ค่า pf เท่ากับ 0.77 จากนั้นเมื่อทำการฉีดกระแสชดเชย ตั้งแต่เวลา 0.04 วินาที เป็นต้นไป สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย หรือ i_{sa} มีลักษณะเป็นรูปไซน์เพิ่มมากขึ้น โดยในกรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ และวิธี SD วัดค่า %THD ได้เท่ากับ 0.4141% กรณี ที่ใช้วิธี DQ วัดค่า %THD ได้เท่ากับ 0.4186% และกรณีที่ใช้วิธี DQF วัดค่า %THD ได้เท่ากับ 0.0026% โดยในกรณีวิธี DQF สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณกระแสชดเชย (i_{ca}) จะมีค่าเท่ากับศูนย์ใน ช่วงเวลา 0.04 ถึง 0.06 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากวิธีดังกล่าวต้องกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับการคำนวณ (initialization) ซึ่งจะใช้เวลา 0.02 วินาที (1 คาบสัญญาณ) สำหรับค่าประกอบกำลังของระบบไฟฟ้า ภายหลังการชดเชย กรณีที่ใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ คำนวณค่า pf_{disp} ได้เท่ากับ 1 ค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และค่า pf เท่ากับ 1 ทั้งนี้เนื่องจากภายในขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ได้มีการกำหนดควัตุประสงค์การชดเชยทั้งฮาร์มอนิก และกำลังรีแอกทีฟ ดังที่ได้นำเสนอไว้แล้วใน บทที่ 4 ซึ่งวัตถุประสงค์ดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังภายหลังการชดเชยเป็น 1 กรณีที่ใช้ วิธี SD ค่าตัวประกอบกำลังทั้งสามชนิดมีค่าเท่ากับ 1 เช่นกัน ทั้งนี้เนื่องจากการคำนวณตรวจจับฮาร์ มอนิกด้วยวิธีดังกล่าวถูกตั้งต้นที่ความเป็นอุดมคติ โดยสมมุติให้กระแสด้านแหล่งจ่ายหลังการ ชดเชยทั้งสามเฟสอยู่ในสถานะสมดุลดังสมการที่ (8.5) ถึง (8.7) สำหรับกรณีที่ใช้วิธี DQ และวิธี DQF คำนวณค่า pf_{disp} ได้เท่ากับ 0.96 ค่า pf_{dist} เท่ากับ 1 และ ค่า pf เท่ากับ 0.96 จากค่าดังกล่าว สังเกตได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังที่ดีขึ้นมีเพียงค่า pf_{dist} เท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากผลของปริมาณฮาร์ มอนิกที่ลดลงภายหลังการชดเชยนั่นเอง จากการอภิปรายดังกล่าวสามารถสรุปเปรียบเทียบวิธีการ ตรวจจับฮาร์มอนิกทั้ง 4 วิธี ได้ดังตารางที่ 8.1 จากตารางดังกล่าวประเด็นสมรรถนะการตรวจจับฮาร์ มอนิกพบว่ากรณีที่การใช้การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี DQF ดีที่สุดที่ค่า %THD เท่ากับ 0.0026% ในขณะที่อีกสามวิธีที่เหลือมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกใกล้เคียงกันที่ค่า %THD ประมาณ 0.41% และสำหรับประเด็นการปรับปรุงตัวประกอบกำลังพบว่ากรณีที่ใช้วิธี PQ และวิธี SD ดีกว่า วิธี DQ และวิธี DQF โดยค่าตัวประกอบกำลังรวม หรือ pf ของระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ของกรณีที่ใช้วิธี PQ และวิธี SD มีค่าเท่ากับ 1 ในขณะที่วิธี DQ และวิธี DQF มีค่าตัวประกอบกำลัง เท่ากับ 0.96

ตารางที่ 8.1 เปรียบเทียบการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ วิธี DQ วิธี SD และวิธี DQF

วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก	ค่า %THD	ค่าตัวประกอบกำลัง		
	ของ i_{sa}	pf_{disp}	pf_{dist}	pf
ก่อนการชดเชย				
วิธี PQ	71.0134%	0.96	0.81	0.77
วิธี DQ				
วิธี SD				
วิธี DQF				
หลังการชดเชย				
วิธี PQ	0.4141%	1	1	1
วิธี DQ	0.4186%	0.96	1	0.96
วิธี SD	0.4141%	1	1	1
วิธี DQF	0.0026%	0.96	1	0.96

8.6 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ หนึ่ง วิธีแกนหมุนดีคิว วิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ และวิธีฟูริเยร์ดีคิว โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชย ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าวิธีฟูริเยร์ดีคิวมีสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกดีกว่าสามวิธีที่เหลือ ในขณะที่ประเด็นการปรับปรุงตัวประกอบกำลังวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ หนึ่งวิธีและวิธีการตรวจจับซิงโครไนส์ สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ดีกว่าวิธีแกนหมุนดีคิวและวิธีฟูริเยร์ดีคิว

บทที่ 9

สรุปและข้อเสนอแนะ

9.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล โดยงานวิจัยได้เริ่มต้นจากการค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตที่ผ่านมา ซึ่งพบว่า การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟดังกล่าว สามารถแบ่งออกได้เป็น 5 ส่วน คือ โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ วิธีการควบคุมกระแสชดเชย การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งผลงานวิจัยดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

สิ่งที่สำคัญอย่างยิ่งในการกำจัดฮาร์มอนิกฮาร์มอนิก คือ ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิก โดยรายละเอียดของ นิยามของฮาร์มอนิก ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ประเภทของฮาร์มอนิก แหล่งกำเนิดของฮาร์มอนิก ผลกระทบของฮาร์มอนิก วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกฮาร์มอนิก และมาตรฐานที่เกี่ยวข้องกับฮาร์มอนิก ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่มีประสิทธิภาพวิธีหนึ่งสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งทฤษฎีดังกล่าวสามารถใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่มีลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าเป็นรูปไซน์ หรือไม่เป็นรูปไซน์ และใช้ได้กับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่สมดุล หรือ ไม่สมดุล โดยรายละเอียดเนื้อหาของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 นอกจากนี้ในบทดังกล่าวยังได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งโดยทำการปรับปรุงที่วงจรกรองสำหรับใช้แยกปริมาณฮาร์มอนิกออกจากกำลังมูลฐาน ซึ่งผลทดสอบพบว่าวงจรกรองผ่านต่ำอันดับที่ 3 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 40 Hz ให้สมรรถนะการตรวจจับดีที่สุด สำหรับการสร้างชุดตรวจจับฮาร์มอนิกดังกล่าวที่ใช้การ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 โดยผลการทดสอบในทางปฏิบัติพบว่ารูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายหลังการทดสอบมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น และค่า %THD ของทั้งสามเฟสอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992

การออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและใช้การควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิสให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีสามารถฉีดกระแสชดเชยให้กับระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ 3 วิธี ได้แก่ วิธีจินเนติกอัลกอริทึม วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และวิธีการค้นหาแบบเคลื่อนที่ของกลุ่มอนุภาค ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ของระบบกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทีฟที่ออกแบบโดยใช้วิธีการค้นหาทั้งสามอัลกอริทึมดังกล่าวพบว่าปริมาณฮาร์มอนิกของระบบไฟฟ้ากำลังหลังการชดเชยมีค่าลดน้อยลงและอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992 โดยกรณีการออกแบบที่ใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้ผลการออกแบบที่ดีที่สุด รายละเอียดต่าง ๆ ของการออกแบบวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันให้มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ตลอดการทำงานเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง ทั้งนี้เนื่องจากค่าแรงดันดังกล่าวมีผลต่อสมรรถนะการฉีดกระแสชดเชยของวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยตรง ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการควบคุมค่าแรงดันดังกล่าวโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์พบว่ากรณีที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้ผลการกำจัดฮาร์มอนิกดีกว่ากรณีที่ไม่มีการควบคุม โดยดูได้จาก %THD ภายหลังการชดเชย สำหรับรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้นำเสนอไว้ในบทที่ 7

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิก 4 วิธี ได้แก่ วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (วิธี PQ) วิธีแกนหมุนดีคิว (วิธี DQ) วิธีการตรวจจับซิงโครนัส (วิธี SD) และวิธีฟูรีเยร์ดีคิว (วิธี DQ) โดยทำการเปรียบเทียบ 2 ประเด็น คือ สมรรถนะของการตรวจจับฮาร์มอนิก และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้กับระบบไฟฟ้าภายหลังการชดเชยระบบที่ใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบ คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามสมมูลที่ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นความต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ ซึ่งโหลดดังกล่าวจะทำให้เกิดฮาร์มอนิก และค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.77 ผลการเปรียบเทียบโดยใช้วิธีการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าวิธีฟูรีเยร์ดีคิวให้สมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ดีกว่าสามวิธีที่เหลือ ในขณะที่ประเด็นการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งและวิธีการตรวจจับซิงโครนัสสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้ดีกว่าวิธีแกนหมุนดีคิวและวิธีฟูรีเยร์ดีคิว โดยรายละเอียดดูได้จากบทที่ 8

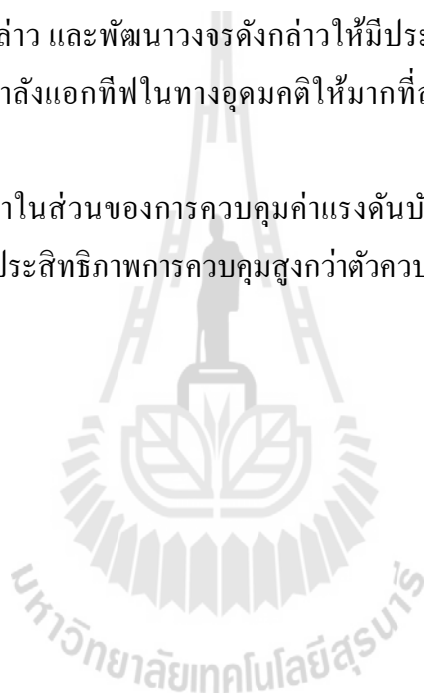
9.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

- ควรมีการปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟ ขณะหนึ่งให้ดียิ่งขึ้น โดยอาจพัฒนาในส่วนของการแยกปริมาณฮาร์มอนิกออกจากกำลังแอกทีฟ มูลฐานภายในขั้นตอนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยให้ดียิ่งขึ้น

- ควรมีการกำจัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ไอจีบีที ที่นำมาสร้างเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

- ควรมีการสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ตามที่ได้ออกแบบโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อการใช้งานจริง พร้อมทั้งมีการวิเคราะห์ เสถียรภาพของวงจรดังกล่าว และพัฒนางวงจดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการฉีดกระแสชดเชยได้ ใกล้เคียงกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟในทางอุดมคติให้มากที่สุด โดยใช้ค่า %THD ภายหลังการ ชดเชยเป็นตัวเปรียบเทียบ

- ควรมีการพัฒนาในส่วนของการควบคุมค่าแรงดันบัสไฟตรงให้ดียิ่งขึ้น โดยอาจใช้ตัว ควบคุมแบบฟัซซี่ซึ่งจะมีประสิทธิภาพการควบคุมสูงกว่าตัวควบคุมแบบพีไอ



รายการอ้างอิง

- กองพัน อารีรักษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร. (2545). การเปรียบเทียบสมรรถนะของการค้นหาด้วย
จินเนติกอัลกอริทึมกับวิธีดาบ. วารสารเทคโนโลยีสุรนารี. 9: 61-68.
- กองพล อารีรักษ์. (2549). การระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.
วิทยานิพนธ์ปริญญาคุุณบัณฑิต. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- อาทิตย์ ศรีแก้ว. (2552). 1. ปัญหาเชิงคำนวณ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี
สุรนารี.
- Abaali, H., Lamchich, M.T. and Raoufi, M. (2005). Shunt Power Active Filter Control under
Non Ideal Voltages Conditions. **International Journal of Information Technology**.
2(3): 164-169.
- Abdelkhalek, O., and Benachaiba, C. (2009). Sensitivity Assessment of PQ Theory and
Synchronous Detection Identification Methods of Current Harmonics Under Non-
Sinnusoidal Condition for Shunt Active Power Filter. **Journal of Electrical &
Electronics Engineering**. 9(1): 801-807.
- Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. (1983). Generalized theory of the instantaneous reactive
power in three-phase circuits. **Proc. in Int. Power Electronics Conf.** :1375-1386.
- Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. (1984). Instantaneous Reactive Power Compensators
Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Trans. Ind.
Appl.** 20: 625-630.
- Arrillaga, J. and Watson, N. R. (2003). **Power System Harmonics**. England: John Wiley &
Sons,Ltd.
- Benchaita, L., Saadate, S. and Nia, A.S. (1999). A Comparison of Voltage Source and Current
Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation. **IEEE Transactions on
Power Systems**. 14(2): 837-842.
- Bruyant, N., Machmoum, M. and Chevrel, P. (1998). Control of a three-phase active power filter
with optimized design of the energy storage capacitor. **IEEE Conference on Power
Electronics Specialists 1998. (PESC '98)**. 1: 878-883.

- Buso, S., Malesani, L. and Mattavelli, P. (1998). Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications, Industrial Electronics. **IEEE Transactions**. 45: 722–729.
- Casadei, D., Grandi, G., Reggiani, U. and Rossi, C. (1999). Control Methods for Active Power Filters with Minimum Measurement Requirements. **IEEE conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition 1999 (APEC '99)**. 2: 1153–1158.
- Chang, G.W. and Chen, S.K., An a-b-c Reference Frame-Based Control Strategy for the Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter. **IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power**. 1: 26-29.
- Chen, C.L., Lin, C.E. and Huang, C.L. (1994). An Active Filter for Unbalanced Three-Phase System Using Synchronous Detection Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1994 (PESC '94)**. 2: 1451-1455.
- Chen, C.L., Lin, C.E. and Huang, C.L. (1994). The Reference Active Source Current for ActivePower Filter in an Unbalanced Three-PhasePower System via the Method of Instantaneous Power Theory. **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC/94)**. : 1020-1023.
- Chen, D. and Xie S. (2004). Review of the control strategies applied to active power filters. **IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation Restructuring and Power Technologies (DRPT '04)**. 2: 666-670.
- Cho, J-H. and Song, E-H. (2001). Stationary Reference Frame-Based Simple Active Power Filter with Voltage Regulation. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2001**. 3: 2044-2048.
- Cupertino, F., Marinelli, M., Zanchetta, P., and Sumner, M. (2005). Modelling and Design of Shunt Active Power Filters using Genetic Algorithms. **European Conference on Power Electronics and Applications**. : 5-9.
- Dixon, J.W., Tepper, S. and Moran, L. (1994). Analysis and Evaluation of Different Modulation Techniques for Active Power Filters. **IEEE Conference and Exposition on Applied Power Electronics Conference 1994 (APEC '94)**. 2: 894–900.
- Eakburanawat, J., Darapong, P., Yangyuen, U. and Po-ngam S. (2004). A Simple Control Scheme of Single Phase Universal Active Filter for Power Quality Improvement. **IEEE Conference on TENCON 2004**. 3: 248-251.

- Elham, B.M., Clarence, L.W. and Adly, A.G. (1992). A Harmonic Analysis of the Induction Watthour Meter's Registration Error. **IEEE Transactions on Power Delivery**. 7 (3): 1080-1088.
- George, J. W. (2001). **Power Systems Harmonics: Fundamentals, Analysis and Filter Design**. New York: Springer.
- Glover., F. (1989). Tabu search - part i. **ORSA Journal on Computing**. 1(3): 190-206.
- Habrouk, M.E. and Darwish, M.K. (2001). Analysis Harmonic Current Computation Technique for Power Active Filters using DSPs. **IET journal on Electric Power Applications**. 148(1): 21-28.
- Hao, R., Cheng, Z. and You, X. (2004). A Novel Harmonic Currents Detection Method Based on Rotating d-q Reference Frame for Active Power Filter. **IEEE Specialists Conference on Power Electronics 2004 (PESC '04)**. 4: 3034–3038.
- Hayashi, Y., Sato, N. and Takahashi, K. (1988). A Novel Control of a Current Source Active Filter for AC Power System Harmonic Compensation. **IEEE Conference on Industry Applications Society Annual**. 1: 837–842.
- Ho, J.M. and Liu, C.C. (2001). The Effects of Harmonics on Differential Relay for a Transformer. **IEE International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)**. 2 (482).
- Holland, H. (1975). **Adaptation in Natural and Artificial Systems**. Ann Arbor: The University of Michigan Press, Michigan.
- Holtz, J. (1994). Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion. **IEEE Transactions**. :1194–1214.
- IEEE std. 18-1992 . (1993). **IEEE Standard for Shunt Power Capacitors**.
- IEEE std. 519-1992. (1993). **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**.
- Ingram, D.M.E. and Round, S.D. (1997). A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter. **IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems**. 2: 744-749.

- Jou, H-L., Wu, J-C., and Wu, K-D. (2001). Parallel Operation of Passive Power Filter and Hybrid Power Filter for Harmonic Suppression. **IET journals on Generation, Transmission and Distribution**. 148: 8-14.
- Kale, M. and Ozdemir, E. (2003). A Novel Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter. **IEEE Conference on Control Applications, CCA 2003**. 2: 1118-1123.
- Kazmierkowski M.P. and Dzieniakowski, M.A. (1993). Review of current regulation methods for VS-PWM inverters. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics 1993 (ISIE '93)**. : 448-456.
- Kazmierkowski M.P. and Malesani L. (1998). Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 45(5): 691-703.
- Kennedy, J. and Eberhart, R. (1995). Particle Swarm Optimization. **IEEE International Conference on Neural Networks**. 5: 1942-1948.
- Malesani, L., Mattavelli, P., and Buso, S. (1998). Dead-Beat Current Control for Active Filters. **IEEE Conference on Industrial Electronics Society 1998 (IECON '98)**. 3: 1859-1864.
- Mancini, R. (2002). **Op Amps For Everyone**. Texas: Texas Instruments Incorporated.
- Mazari, B. and Mekri, F. (2005). Fuzzy Hysteresis Control and Parameter Optimization of a Shunt Active Power Filter. **Journal of Information Science and Engineering**. 21: 1139-1156.
- Na, H., Jian, W., and Dianguo, X. (2006). A Novel Shunt Hybrid Power Filter for Suppressing Harmonics. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. 2: 1155–1160.
- Narongrit T., Areerak K-L. and Srikaew, A. (2009). Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search. **WSEAS 8th Int. Conf. on Artificial Intelligence**. :314-318.
- Ozdemir, E., Ucar, M., Kesler, M. and Kale, M. (2006). A Simplified Control Algorithm for Shunt Active Power Filter Without Load and Filter Current Measurement. **IEEE Conference on Industrial Electronics 2006 (IECON '06)**. :2599 – 2604.
- Peng, F.Z., and Lai, J-S. (1996). Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-phase Power Systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. 45(1): 293-297.

- Peng, F.Z., Ott, G.W. and Adams, D.J. (1998). Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for 3-phase 4-Wire Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 13(6): 1174-1181.
- Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Cortes, P., Amman, U. and Rees, S. (2004). Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 2004 (PESC '04)**. 3: 2192-2196.
- Routimo, M., Salo, M., and Tuusa, H. (2007). Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters. **IEEE Transactions on Power Electronics, Power Electronics**. 22(2): 636-643.
- Soares, V., Verdelho P. and Marques, G. (1997). Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current i_d - i_q Method. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1997 (PESC '97)**. 2: 1096-1101.
- Srianthumrong, S. (2003). **Study of Series Active and Shunt Hybrid Filters for Harmonic Compensation of Large-Capacity Three-Phase Diode Rectifiers**. Ph.D. Dissertation, Tokyo Institute of Technology, Japan.
- Sujitjorn, S., Areerak, K.-L. and Kulworawanichpong, T. (2007). The DQ Axis With Fourier (DQF) Method for Harmonic Identification, **IEEE Transactions on Power Delivery**. 22(1): 737-739.
- Takeda, M. Ikeda, K. Teramoto, A. and Aritsuka, T. (1988). Harmonic Current and Reactive Power Compensation with an Active Filter. **IEEE Conference on Power Electronics Specialists 1988 (PESC '88)**. 2: 1174-1179.
- Thomas, T., Haddad, K., Joos, G. and Jaafari, A. (1998). Design and performance of active power filters. **IEEE Industry Applications Magazine**. 4: 38-46.
- Valouch, V., Lin C.E. and Chen, C-L. (1999). Synchronous Detection Method for Three-Phase Three-Wire Systems in Reactive and Harmonic Power Compensation. **Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A)**. 23(3): 429-435.
- Zare, F. and Nami, A. (2007). A New Random Current Control Technique for a Single-Phase Inverter with Bipolar and Unipolar Modulations. **Power Conversion Conference - Nagoya 2007 (PCC '07)**. : 149-156.

- Zawawi, A. E., Youssef, K.H. and Sebakhy, O. A. (2007). Recursive Least Squares Harmonic Identification in Active Power Filters. **European Control Conference 2007,(ECC'07).**
- Zhang, B., Yi, S. and He, X. (2000). A Novel Harmonic Current Detection Technique Based on A Generalized dq, Coordinate Transform for Active Power Filter and Fault Protection of power system. **Proceedings of the 5th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management 2000 (APSCOM '2000).** : 543-547
- Zouidi, A., Fnaiech, F. and Al-Haddad, K. (2006). Voltage source Inverter Based three-phase shunt active Power Filter: Topology, Modeling and Control Strategies. **IEEE-ISIE International Symposium on Industrial Electronics.** : 785-790.
- Zhuo, F., Yang, J., Hu, J. and Wang, Z. (2000). Study on Active Power Filter Used in Three-phase Four-wire System. **Proceedings of the Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2000).** 3: 1037–1040.



ภาคผนวก ก

โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์ดมอริกด้วยวิธี
ทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

โค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจนับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

```

1:  //===== headerfile for DSP eZdsp™ F2812 =====//
2:  #include "DSP281x_Device.h"      // DSP281x Headerfile Include File
3:  #include "DSP281x_Examples.h"    // DSP281x Examples Include File
4:  #include "stdio.h"
5:  #include "math.h"
6:
7:  //===== define ADC parameters =====//
8:  #define ADC_MODCLK 0x3    // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 =
9:                          // 150/(2*3) = 25MHz
10: #define ADC_CKPS 0x1      // ADC module clock = HSPCLK/2*ADC_CKPS =
11:                          // 5MHz/(1*2) = 12.5MHz
12: #define ADC_SHCLK 0xf     // S/H width in ADC module periods = 16 ADC clocks
13:
14: //===== function name in use =====//
15: interrupt void cpu_timer0_isr(void);
16: void delay_loop(void);
17: void delay_loopTIME(void);
18: void Gpio_select(void);
19: void DACport(int16 kkk,int Chan);
20:
21: //===== global variable for this program =====//
22: int32 adc_0,adc_1,adc_2,adc_3,adc_4,adc_5,adc_6;
23: int16 dac,dac_1,dac_2,dac_3,dac_4;
24: int32 va,vb,vc,iLa,iLb,iLc,v_al,v_Ba,iL_al,iL_Ba;
25: int32 pL,qL,Pav,Pdc,ic_al1,ic_Ba1,ic_al,ic_Ba,div,ica,icb,icc;
26: int Chan;
27:
28: //===== main program =====//
29: main()
30: {
31:     // Step 1. Initialize System Control:
32:     //PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
33:     // This example function is found in the DSP281x_SysCtrl.c file.
34:     InitSysCtrl();
35:
36:     // Specific clock setting for this example:
37:     EALLOW;
38:     SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK =
39:                                           // CLKOUT/ADC_MODCLK
40:     EDIS;
41:
42:     // Step 2. Initialize GPIO:
43:     // This example function is found in the DSP281x_Gpio.c file and
44:     // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
45:     // InitGpio(); // Skipped for this example
46:     // For this example use the following configuration:
47:     Gpio_select();

```

```

48:          //-----//
49:          // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
50:          // Disable CPU interrupts
51:          DINT;
52:
53:          // Initialize the PIE control registers to their default state.
54:          // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
55:          // are cleared.
56:          // This function is found in the DSP281x_PieCtrl.c file.
57:          InitPieCtrl();
58:
59:          // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
60:          IER = 0x0000;
61:          IFR = 0x0000;
62:
63:          // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
64:          // Service Routines (ISR).
65:          // This will populate the entire table, even if the interrupt
66:          // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
67:          // The shell ISR routines are found in DSP281x_DefaultIsr.c.
68:          // This function is found in DSP281x_PieVect.c.
69:          InitPieVectTable();
70:
71:          // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
72:          // ISR functions found within this file.
73:          EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
74:          PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
75:          EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
76:          //-----//
77:          // Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
78:          // This function is found in DSP281x_InitPeripherals.c
79:          // InitPeripherals(); // Not required for this example
80:          InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
81:          InitAdc(); // For this example, init the ADC
82:
83:          // Specific ADC setup for this example:
84:          AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
85:          AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
86:          AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=1;
87:
88:          // 16 ch simultaneous or all ch
89:          AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL=0;
90:          AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN=0;
91:          AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC=1;
92:          AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1=0;
93:          AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xf;
94:
95:          AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; //A0
96:          AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //A1
97:          AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; //A2
98:          AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; //A3

```

```

99:          //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4;      //A4
100:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5;      //A5
101:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6;      //A6
102:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;      //A7
103:         AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;        //B0
104:         AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x9;        //B1
105:         AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x0A;        //B2
106:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x0B;      //B3
107:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x0C;      //B4
108:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0x0D;      //B5
109:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0x0E;      //B6
110:         //AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0x0F;      //B7
111:         //-----//
112:         // Step 5. User specific code:
113:         Gpio_select();
114:
115:         // Configure CPU-Timer 0 to interrupt every second:
116:         // 100MHz CPU Freq, 1 second Period (in Seconds)
117:         ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 50);
118:         StartCpuTimer0();
119:
120:         // Enable CPU INT1 which is connected to CPU-Timer 0:
121:         IER |= M_INT1;
122:
123:         // Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
124:         PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
125:
126:         // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
127:         EINT; // Enable Global interrupt INTM
128:         ERTM; // Enable Global real time interrupt DBGEM
129:
130:         // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
131:         for(;;);
132:     }
133:
134:     interrupt void cpu_timer0_isr(void)
135:     {
136:         GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB9 = 1;
137:
138:         //T++;
139:         // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
140:         PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
141:
142:         delay_loopTIME();
143:         GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB9 = 0;
144:
145:         //===== for ADC =====//
146:         AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
147:         AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=1;
148:
149:         //while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) { } // Wait for interrupt

```

```

150:          // Software wait = (HISPCP*2) * (ADCCLKPS*2) * (CPS+1) cycles
151:          // = (3*2)*(1*2) * (0+1) = 12 cycles
152:          //asm(" RPT #11 || NOP");
153:          //=====
154:          //===== START PROGRAM PQ HARMONIC DETECTION =====//
155:          //===== recieve data  $v$  and  $i$  from ADC =====//
156:          adc_0=(AdcRegs.ADCRESULT8>>4); // recieve data  $v_{sa}$  from ADCB0
157:          va=((adc_0*62224)/4096)-31112;
158:
159:          adc_1=(AdcRegs.ADCRESULT9>>4); // recieve data  $v_{sb}$  from ADCB1
160:          vb=((adc_1*62224)/4096)-31112;
161:
162:          adc_2=(AdcRegs.ADCRESULT10>>4); // recieve data  $v_{sc}$  from ADCB2
163:          vc=((adc_2*62224)/4096)-31112;
164:
165:          adc_3=(AdcRegs.ADCRESULT0>>4); // recieve data  $i_{La}$  from ADCA0
166:          iLa=((adc_3*3332)/546)-1666;
167:
168:          adc_4=(AdcRegs.ADCRESULT1>>4); // recieve data  $i_{Lb}$  from ADCA1
169:          iLb=((adc_4*3332)/546)-1666;
170:
171:          adc_5=(AdcRegs.ADCRESULT2>>4); // recieve data  $i_{Lc}$  from ADCA2
172:          iLc=((adc_5*3332)/546)-1666;
173:          //=====
174:
175:          //===== PQ algorithm =====//
176:          //----calculation convert  $v$  and  $i$  from 3-phase to alpha & beta axis----//
177:          v_al=((8165*va)-(4082*vb)-(4082*vc))/100000;
178:          v_Ba=((vb*7071)-(vc*7071))/100000;
179:          iL_al=((8165*iLa)-(4082*iLb)-(4082*iLc))/10000;
180:          iL_Ba=((iLb*7071)-(iLc*7071))/10000;
181:          //-----
182:          //----calculation  $p_L$  and  $q_L$  in alpha & beta axis----//
183:          pL=((v_al*iL_al)+(v_Ba*iL_Ba));
184:          qL=((v_al*iL_Ba)-(v_Ba*iL_al))/1000;
185:          //-----
186:          //----sending  $p_L$  to low pass filter----//
187:          dac_1=(pL*30)/100000;
188:          DACport(dac_1,1); //→ send data  $p_L$  to DAC712 #1
189:          //-----
190:          //----loading  $p_L$  (dc=fundamental) form low pass filter----//
191:          adc_6=(AdcRegs.ADCRESULT3>>4); //← load data  $p_L$ (dc) from ADCA3
192:          Pdc=((adc_6*240000)/30);
193:          //-----
194:          //----calculation  $p_L$  (ac = harmonic) in alpha & beta axis----//
195:          Pav=pL-Pdc;
196:          Pav=Pav/1000;
197:          //-----
198:          //----calculation ref compensation current ( $i_c$ ) in alpha & beta axis----//
199:          ic_al1=(v_al*Pav)-(v_Ba*qL);

```

```

200:     ic_Ba1=(v_Ba*Pav)+(v_al*qL);
201:     div=((v_al*v_al)+(v_Ba*v_Ba))/1000;
202:     ic_al=ic_al1/div;
203:     ic_Ba=ic_Ba1/div;
204:     //-----
205:     //----calculation convert  $i_c$  from alpha & beta axis to 3-phase axis----//
206:     ica=(8165*ic_al)/13000;
207:     icb=((7071*ic_Ba)-(4082*ic_al))/13000;
208:     icc=(-(7071*ic_Ba)-(4082*ic_al))/13000;
209:     //-----
210:     //----sending  $i_c$  to DAC712----//
211:     dac_2=ica+1500;
212:     DACport(dac_2,2); // send  $i_{ca}$  to DAC712 #2
213:     dac_3=icb+1500;
214:     DACport(dac_3,3); // send  $i_{cb}$  to DAC712 #3
215:     dac_4=icc+1500;
216:     DACport(dac_4,4); // send  $i_{cc}$  to DAC712 #3
217: }
218: //===== END PROGRAM PQ HARMONIC DETECTION =====//
219:
220: //===== function in use=====//
211: void Gpio_select(void)
212: {   Uint16 var1;
213:     Uint16 var2;
214:
215:     var1= 0x0000;    // sets GPIO Muxs as I/Os
216:     var2= 0xFFFF;    // sets GPIO DIR as outputs
217:
218:     EALLOW;
219:
220:     GpioMuxRegs.GPAMUX.all=var1;
221:     GpioMuxRegs.GPBMUX.all=var1;
222:     GpioMuxRegs.GPADIR.all=var2;
223:     GpioMuxRegs.GPBDIR.all=var2;
224:
225:     EDIS;
226: }
227: //-----
228: void delay_loopTIME(viod) //5 us(55)
229: {   short i;
230:     for (i = 0; i < 55; i++) { }
231: }
232: //-----
233: void DACport(int16 dac,int Chan)    // for IC DAC 712//
234: {
235:     if (Chan==1)
236:     {
237:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;    //initial
238:         GpioDataRegs.GPADAT.all=dac;        //load data
239:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
240:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fe;    // load input latch WR=1

```



```

231:         delay_loop();
232:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05fe; // WR=0
233:         delay_loop();
234:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fe; // WR=1
235:         delay_loop();
236:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fd; //load D/A latch WR=1
237:         delay_loop();
238:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05fd; // WR=0
239:         delay_loop();
240:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fd; // WR=1
241:         delay_loop();
242:     }
243:
244:     if (Chan==2)
245:     {
246:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff; // initial
247:         GpioDataRegs.GPADAT.all=dac; // load data
248:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
249:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fb; // load input latch WR=1
250:         delay_loop();
251:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05fb; // WR=0
252:         delay_loop();
253:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07fb; // WR=1
254:         delay_loop();
255:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07f7; // load D/A latch WR=1
256:         delay_loop();
257:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05f7; // WR=0
258:         delay_loop();
259:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07f7; // WR=1
260:         delay_loop();
261:     }
262:
263:     if (Chan==3)
264:     {
265:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff; // initial
266:         GpioDataRegs.GPADAT.all=dac; // load data
267:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
268:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ef; // load input latch WR=1
269:         delay_loop();
270:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05ef; // WR=0
271:         delay_loop();
272:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ef; // WR=1
273:         delay_loop();
274:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07df; // load D/A latch WR=1
275:         delay_loop();
276:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05df; // WR=0
277:         delay_loop();
278:         GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07df; // WR=1
279:         delay_loop();
280:     }
281:
282:
283:
284:
285:
286:
287:
288:
289:
290:
291:

```

```

292:         if (Chan==4)
293:         {
294:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;    // initial
295:             GpioDataRegs.GPADAT.all=dac;        // load data
296:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07ff;
297:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07bf;    //load input latch WR=1
298:             delay_loop();
299:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x05bf;    // WR=0
300:             delay_loop();
301:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x07bf;    // WR=1
302:             delay_loop();
303:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x077f;    // load D/A latch WR=1
304:             delay_loop();
305:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x057f;    // WR=0
306:             delay_loop();
307:             GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x077f;    // WR=1
308:             delay_loop();
309:         }
310:     }
311:     //-----
313:     void delay_loop(void);
314:     {   short i;
315:         for (i = 0; i < 1; i++) {}
316:     }
317:     //-----

```

การอธิบายโค้ดโปรแกรมภาษาซีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บรรทัดที่ 1 ถึง 5 คือ การประกาศไลบรารี (library) สำหรับเรียกใช้งานการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 และการประกาศไลบรารีมาตรฐานของภาษาซีที่ต้องการใช้งาน คือ stdio.h และ math.h

บรรทัดที่ 7 ถึง 12 คือ การกำหนดค่าคงที่แบบมาโครให้กับพารามิเตอร์ของฟังก์ชันแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ภายในการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 สำหรับการใช้งานในโปรแกรม

บรรทัดที่ 14 ถึง 19 คือ การประกาศรายชื่อฟังก์ชันต่าง ๆ ที่ใช้ในการโปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บรรทัดที่ 21 ถึง 26 คือการประกาศชื่อตัวแปรต่าง ๆ สำหรับใช้เก็บค่า ที่ใช้ในการโปรแกรม

บรรทัดที่ 28 ถึง 132 คือ ส่วนของฟังก์ชันหลักที่ใช้ควบคุมสั่งการโปรแกรมทั้งหมด ซึ่งประกอบด้วยการกำหนดค่าเริ่มต้นของฟังก์ชันควบคุมต่าง ๆ และการกำหนดเปิดใช้งานฟังก์ชัน

อินเทอร์พรีตชีฟิยู รวมถึงฟังก์ชัน ADC โดยคำสั่งที่ใช้ควบคุมดังกล่าว เป็นการตัดแปลงจากตัวอย่างของการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812 เพื่อนำมาใช้สำหรับการ โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

บรรทัดที่ 134 ถึง 218 คือ/ฟังก์ชันอินเทอร์พรีตชีฟิยูโทมเมอร์ ซึ่งภายในฟังก์ชันดังกล่าว คือ โปรแกรมการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

บรรทัดที่ 155 ถึง 173 คือ ส่วนคำสั่งที่ใช้สำหรับโหลดข้อมูลอินพุตที่ใช้ในการคำนวณตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ได้แก่ แรงดันไฟฟ้า v_{sa} v_{sb} และ v_{sc} ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCB0 ถึง ADCB2 ตามลำดับ และกระแสไฟฟ้า i_{La} i_{Lb} และ i_{Lc} ผ่านทางช่องทางสัญญาณ ADCA0 ถึง ADCA2 ตามลำดับ

บรรทัดที่ 176 ถึง 180 คือ การคำนวณเพื่อแปลงค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าจากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสไปอยู่บนแกน $\alpha\beta$ (ขั้นที่ 1 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 182 ถึง 184 คือ การคำนวณค่ากำลังแอกทีฟขณะหนึ่ง (p_L) และกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง (q_L) บนแกน $\alpha\beta$ (ขั้นที่ 2 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 186 ถึง 188 คือ ส่วนคำสั่งที่ใช้ในการส่งข้อมูลค่ากำลังแอกทีฟออกทางไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (DAC712) ตัวที่ 1 เพื่อนำค่ากำลังแอกทีฟที่ได้ไปผ่านผ่านต่ำเพื่อแยกปริมาณฮาร์มอนิก ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากการผ่านวงจรดังกล่าว คือ ค่ากำลังวงจรกรอแอกทีฟมูลฐาน

บรรทัดที่ 190 ถึง 192 คือ ส่วนคำสั่งโหลดข้อมูลค่ากำลังแอกทีฟมูลฐานกลับเข้ามายังการ์ด DSP ผ่านทางช่องสัญญาณ ADCB3

บรรทัดที่ 194 ถึง 196 คือ การคำนวณค่าปริมาณฮาร์มอนิกของกำลังแอกทีฟ

บรรทัดที่ 198 ถึง 203 คือ การคำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน $\alpha\beta$ (ขั้นที่ 3 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

บรรทัดที่ 205 ถึง 208 คือ การคำนวณแปลงค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยกลับมาอยู่บนแกนสามเฟส (ขั้นที่ 4 ของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง)

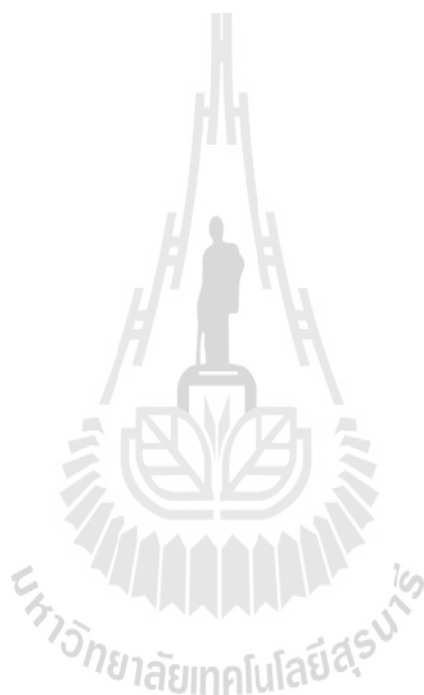
บรรทัดที่ 210 ถึง 216 คือ/ส่วนคำสั่งสำหรับส่งข้อมูลกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยทั้งสามเฟส ออกทางช่องสัญญาณไอซี DAC712 ตัวที่ 2 ถึง 4 ตามลำดับ

บรรทัดที่ 211 ถึง 216 คือ รายละเอียดของฟังก์ชัน Gpio_select สำหรับการ์ด DSP รุ่น eZdsp™ F2812

บรรทัดที่ 218 ถึง 221 คือ รายละเอียดของฟังก์ชันสำหรับหน่วงเวลาประมาณ 5 μ s (delay_loopTIME)

บรรทัดที่ 223 ถึง 310 คือ รายละเอียดของฟังก์ชันแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกทั้งสี่ช่องสัญญาณ (DAC712 ตัวที่ 1 ถึง 4) ซึ่งมีขั้นตอนการสั่งการควบคุมแต่ละช่องสัญญาณตามรายละเอียดที่ได้อธิบายไว้ในตารางที่ 5.5 ถึง 5.8 ในบทที่ 5 ตามลำดับ

บรรทัดที่ 313 ถึง 316 คือ รายละเอียดของฟังก์ชันสำหรับหน่วงเวลาประมาณ 0.1 μ s (delay_loop)



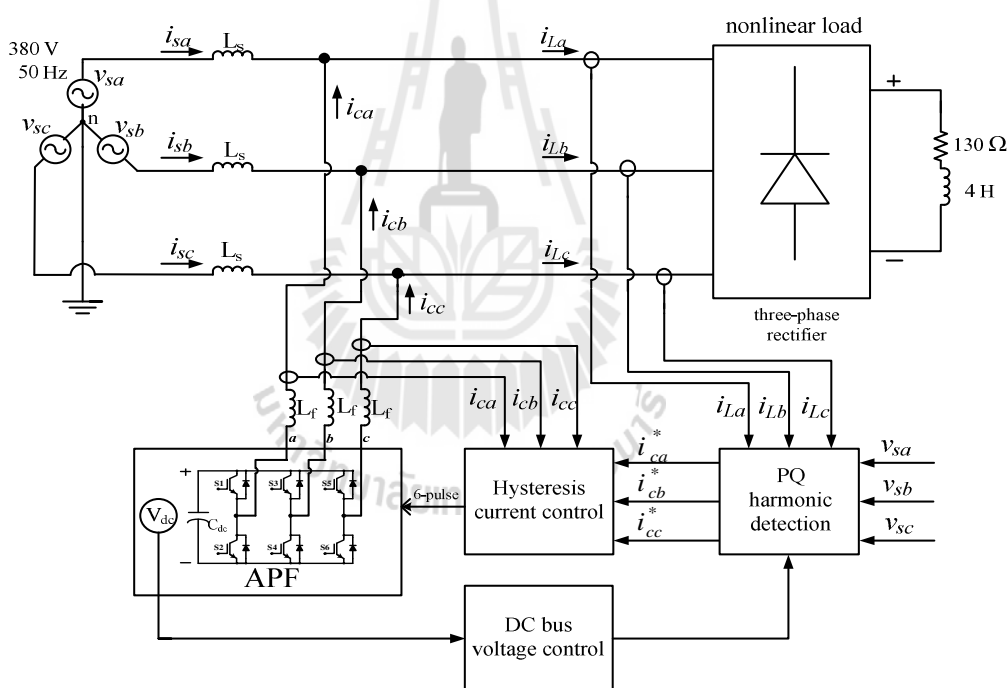


ภาคผนวก ข

การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบใหม่

การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบใหม่

ระบบที่พิจารณากำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟในภาคผนวก ข นี้แสดงได้ดังรูปที่ ข.1 จากรูปดังกล่าวระบบไฟฟ้าที่พิจารณา คือ ระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสสมดุล แรงดันไฟฟ้า 380 V_{L-L} ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz ต่อเข้ากับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งแทนด้วยวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดความต้านทานเท่ากับ 130 Ω อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 4 H ผลจากการต่อโหลดดังกล่าวจะทำให้มีกระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า การตรวจจับฮาร์มอนิกเพื่อสร้างกระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยให้กับวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้วิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง การควบคุมกระแสชดเชยใช้วิธีฮิสเทอรีซิส และการควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ดังบล็อกที่ปรากฏในรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 ระบบที่พิจารณาในการกำจัดฮาร์มอนิก

จากระบบพิจารณาดังกล่าวทำการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ และออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟดังต่อไปนี้

- การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ V_{dc} L_f และ HB ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบในรูปที่ ข.1 ใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว หรือวิธี ATS ซึ่งขั้นตอนการออกแบบ และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมดังกล่าวเป็นเช่นเดียวกับที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดค่าขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ V_{dc} เท่ากับ 312-800 V ค่า L_f เท่ากับ 0-10 H และค่า HB เท่ากับ 0-0.4 A (ขอบเขตสำหรับระบบพิจารณาใหม่)

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มค่าตอบเริ่มต้นจำนวน 40 คำตอบ

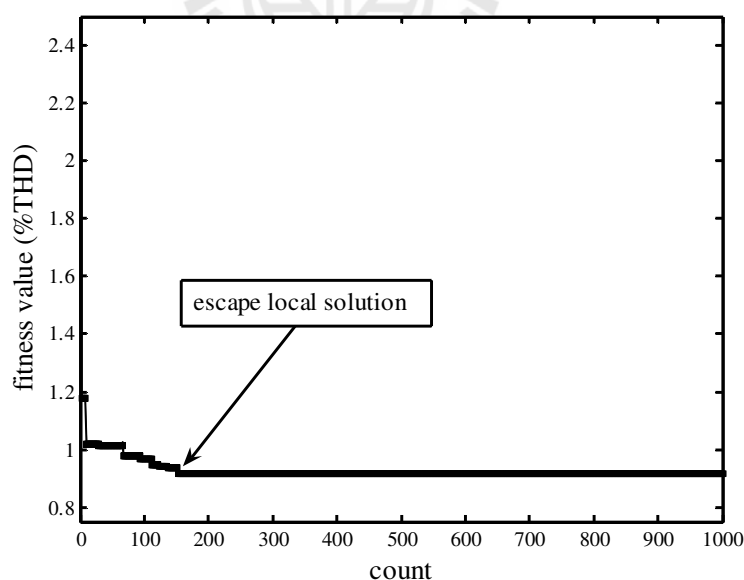
ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มค่าตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวน 50 คำตอบ

ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 2

ขั้นที่ 5 การค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี 1.1

ขั้นที่ 6 กำหนดเงื่อนไขการเดินย้อนรอย โดยถ้าระบบการค้นหาไม่สามารถหลุดออกจากคำตอบแบบท้องถิ่นได้ เป็นจำนวน 100 รอบการค้นหา กำหนดให้มีการเดินย้อนรอยเกิดขึ้น

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($count_{max}$) เท่ากับ 1000 รอบ



รูปที่ ข.2 การลู่เข้าของค่า %THD

จากขั้นตอนการออกแบบดังกล่าวผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลัง แอทิฟแสดงได้ดังรูปที่ ข.2 จากรูปดังกล่าวแสดงการลู่เข้าของค่า %THD เท่ากับ 0.9159% ในจำนวนรอบการค้นหาทั้งหมด 1000 รอบ โดยในช่วงรอบการค้นหาที่ 152 ถึง 153 ค่า %THD มีค่าเท่ากับ 0.9171% ซึ่งถือเป็นคำตอบแบบเฉพาะถิ่น อย่างไรก็ตาม ระบบการค้นหาแบบตามูซึ่งปรับ สามารถค้นหาพบคำตอบที่ดีกว่าได้อย่างรวดเร็วในรอบการค้นหาที่ 154 (escape local solution) ที่ ค่า %THD เท่ากับ 0.9159% โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอทิฟที่ได้จากการค้นหา คือ ค่า V_{dc} เท่ากับ 750 V ค่า L_f เท่ากับ 0.039 H และค่า HB เท่ากับ 0.0057 A จากค่า V_{dc} ที่ได้จากการออกแบบดังกล่าวทำการเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ (C_{dc}) เท่ากับ 150 μF (Thomas ,1998)

- การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

การออกแบบค่า K_p และ K_i ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอทิฟในรูปที่ ข.1 กำหนดได้โดยใช้สมการที่ (7-11) ในบทที่ 7 จากสมการดังกล่าวกำหนดให้ค่าแรงดันบัลไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*) มีค่าตามที่ได้จากการออกแบบ คือ 750 V และการกำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่ (T_s) มีค่าไม่เกิน 3 วินาที แสดงการคำนวณได้ดังนี้

$$K_p = 2 \times 0.707 \times \left(\frac{4}{3 \times 0.707} \right) \times 150 \times 10^{-6} \times 750 = 0.3$$

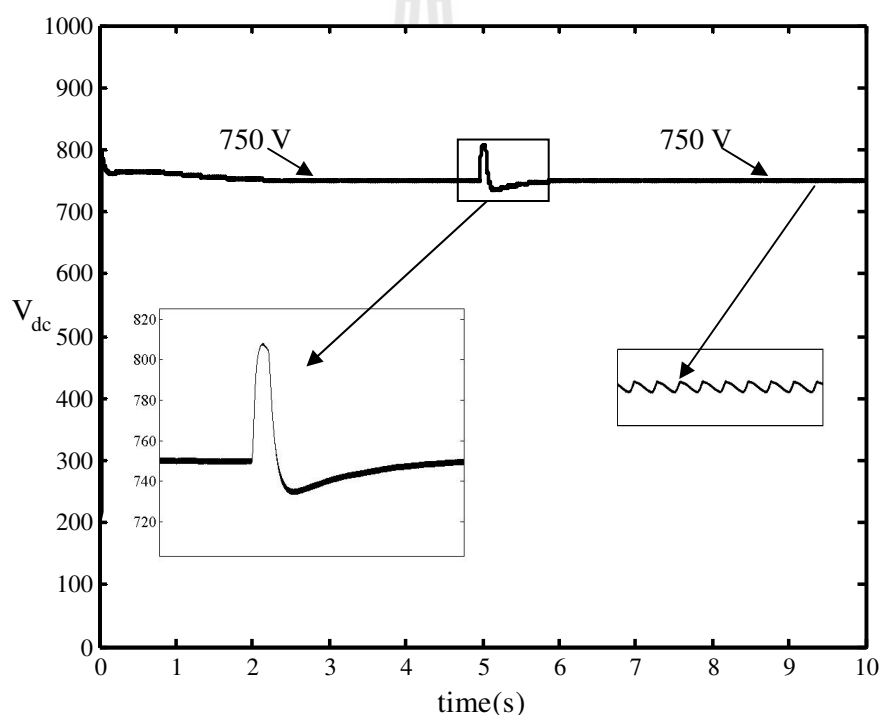
$$K_i = \left(\frac{4}{3 \times 0.707} \right)^2 \times 150 \times 10^{-6} \times 750 = 0.4001$$

- การจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบผลการออกแบบ

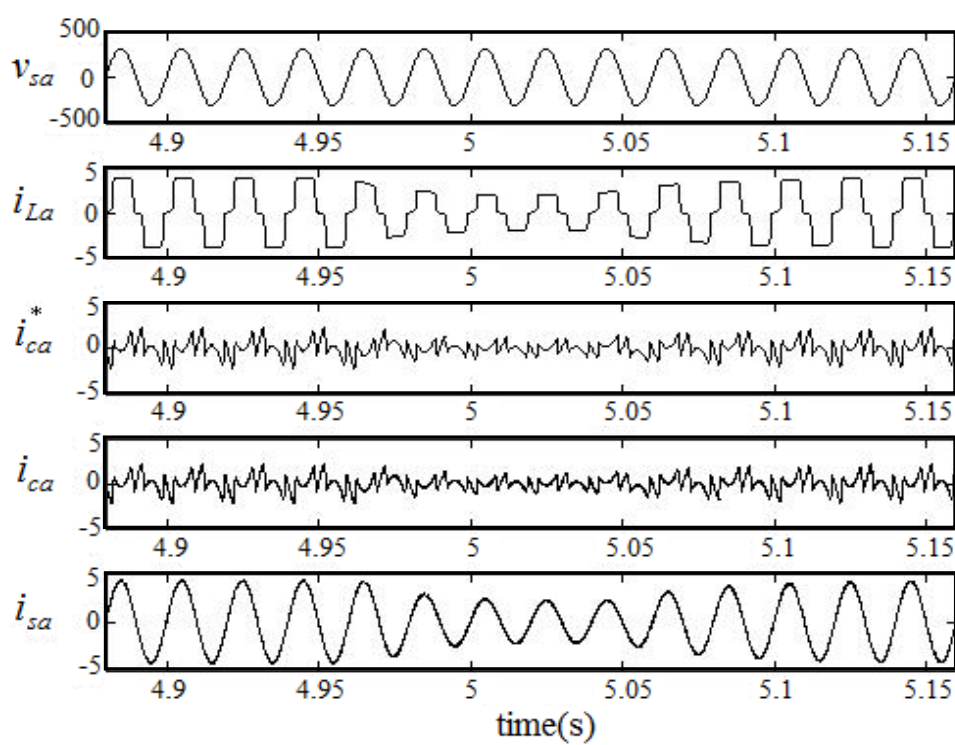
จากการออกแบบวงจรรอกกำลังแอทิฟ รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอทิฟ สำหรับระบบในรูปที่ ข.1 ทำการจำลองสถานการณ์ก่อดำเนินการ ได้ผลแสดงดังรูปที่ ข.3 และ ข.4 โดยทำการจำลองสถานการณ์ตั้งแต่เวลา 0 ถึง 10 วินาที และให้มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานของวงจรเรียงกระแสจาก $R=130 \Omega$ เป็น $R=260 \Omega$ ในช่วงเวลา 4.96 ถึง 5.04 วินาที

จากรูปที่ ข.3 สังเกตได้ว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงของวงจรรอกกำลังแอทิฟ ในช่วงก่อน มีการเปลี่ยนแปลงโหลด มีค่าประมาณ 750 V ตรงตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยใช้เวลาในการลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 3 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมแรงดันดังกล่าวได้กำหนดให้ช่วงเวลาเข้าที่ไม่เกิน 3 วินาที จากนั้นเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา 4.96 ถึง 5.04 วินาที สังเกตได้ว่าค่าแรงดันบัลไฟตรงมีค่าเพิ่มขึ้นถึงประมาณ 808 V และลดลงลู่เข้าสู่ 750 V เช่นเดิมโดยใช้เวลาประมาณ 1 วินาที สำหรับรูปที่ ข.4 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเฟส a ในช่วงเวลา 4.88 ถึง 5.16 วินาที สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณของกระแสทาง

ด้านโหลด (i_{La}) หรือรูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าก่อนการชดเชยมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ซึ่งวัดค่า %THD ได้ค่าเท่ากับ 24.42% และเมื่อพิจารณารูปสัญญาณของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i_{sa}) หลังการชดเชยรูปกราฟย่อยที่ 5 พบว่ารูปสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น (กรณี โหลด $R=130\ \Omega$ ค่ายอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 4 A และกรณี โหลด $R=260\ \Omega$ ค่ายอดกระแสไฟฟ้าประมาณ 2 A) ทั้งนี้เนื่องจากวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชย (i_{ca}) ได้ตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{ca}^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งดูได้จากกราฟย่อยที่ 4 ในรูปที่ ข.4 จากผลดังกล่าวจึงทำให้ค่า %THD ภายหลังการชดเชยมีค่าลดลงเท่ากับ 0.91% ซึ่งค่า %THD ดังกล่าวอยู่ในกรอบมาตรฐาน IEEE std. 519-1992



รูปที่ ข.3 ค่าแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ



รูปที่ ข.4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์มอนิกกรณีเฟส a





ภาคผนวก ค

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการชาตินานาชาติ

1. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ”, ประชุมวิชาการ ม.อบ. วิจัย ครั้งที่ 2, มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี, 28-29 กรกฎาคม 2551, หน้า 1-8.

2. T. Narongrit, K-L Areerak and A. Srikaew, “**Design of an Active power Filter using Adaptive Tabu Search**”, Proceedings of the 8th WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering& Data bases (AIKED), 2009, pp. 314-318.

3. T. Narongrit, K-L Areerak and K-N Areerak, “**Design of an Active power Filter using Genetic Algorithm Technique**”, Proceedings of the 9th WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence, Knowledge Engineering& Data bases (AIKED), 2010, pp.46-50.

รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาตินานาชาติ

1. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การปรับปรุงสมรรถนะการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี (รอกการตีพิมพ์)

2. ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์, “การควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้ตัวควบคุมแบบฟuzzy”, วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยรามคำแหง (รอกการตีพิมพ์)

3. K-L Areerak and T.Narongrit, “**Shunt Active power Filter Design using Genetic Algorithm method**”, WSEAS Transactions on Systems, 2010, vol. 9, pp.327-336.

หน้า 1 จาก 326

ประชุมวิชาการ ม.อบ. วิจัย ครั้งที่ 2

28 - 29 กรกฎาคม 2551

มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี



การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง สำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ และ กองพล อารีรักษ์

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา 30000

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับ การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง เนื่องจาก การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีดังกล่าว เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสำหรับการใช้งานร่วมกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ การจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์มอนิกของบทความนี้ใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง (Power System Blockset: PSB) ของโปรแกรม MATLAB ซึ่งการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวใช้แบบจำลองของวงจรรอกกำลังแอกทีฟสองรูปแบบด้วยกัน คือ แบบจำลองของวงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติที่ชดเชยฮาร์มอนิกได้อย่างสมบูรณ์ และแบบจำลองของวงจรรอกกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งแบบจำลองในลักษณะนี้ใกล้เคียงกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟสำหรับการใช้งานจริง นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวรวมถึงการอภิปรายผล ได้นำเสนอไว้ในบทความนี้ด้วยเช่นกัน

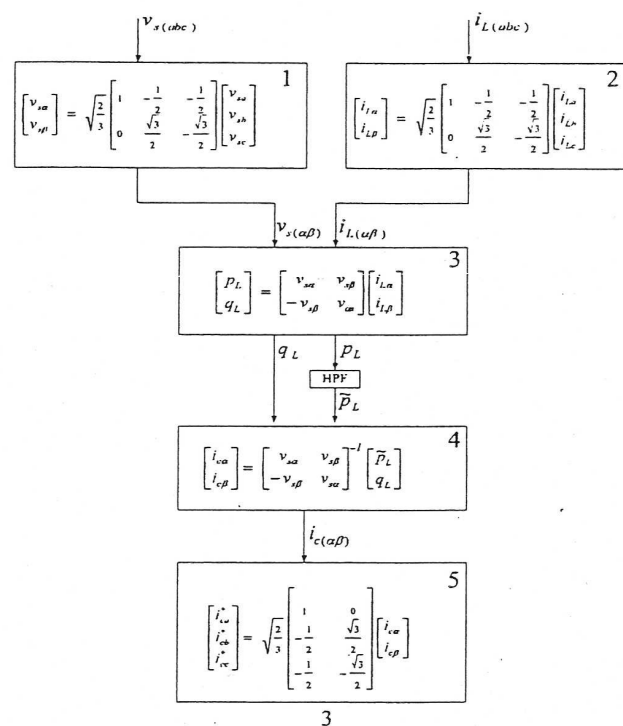
คำสำคัญ การตรวจจับฮาร์มอนิก, วงจรรอกกำลังแอกทีฟ

บทนำ

ระบบไฟฟ้ากำลังที่ต่อเข้ากับโหลดที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น จะก่อให้เกิดฮาร์มอนิก ซึ่งเป็นปัญหาหรือมลพิษทางไฟฟ้าที่สำคัญอย่างหนึ่ง ปัญหาดังกล่าวจะก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียที่สายส่ง และกำลังงานสูญเสียภายในตัวอุปกรณ์ไฟฟ้า อีกทั้งยังทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าต่าง ๆ มีการทำงานผิดพลาดและมีอายุการใช้งานสั้นลง[1] ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องทำการแก้ไขปัญหาดังกล่าวให้หมดไปหรือลดน้อยลง เพื่อให้ระบบไฟฟ้ากำลังมีคุณภาพทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้น การก่อกำจัดฮาร์มอนิกในปัจจุบันมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน เช่น การใช้วงจรรอกกำลังพาสซีฟ[2] การใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟ[3] และการใช้วงจรรอกกำลังไฮบริดจ์[4] แต่ในบทความนี้ นำเสนอการจำลองสถานการณ์การก่อกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากวงจรรอกกำลังแอกทีฟมีความยืดหยุ่นในการใช้งานสูง อีกทั้งยังไม่ประสบปัญหาจากสถานะเรโซแนนซ์ การตรวจจับฮาร์มอนิกที่ได้นำเสนอในบทความนี้ใช้วิธีทฤษฎีกาลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง[5] เนื่องจากวิธีดังกล่าวเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมและมีประสิทธิภาพสูงในการตรวจจับฮาร์มอนิก นอกจากนี้ในบทความยังได้นำเสนอวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรรอกกำลังแอกทีฟโดยใช้วิธีฮิสเทอรีซิส[6] ที่สามารถควบคุมการผิดกระแสของวงจรรอกกำลังแอกทีฟอย่างได้ผล การจำลองสถานการณ์ ผลการจำลองสถานการณ์ รวมถึงการอภิปรายผล ได้นำเสนอไว้ในบทความนี้ด้วยเช่นกัน

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ใช้หลักการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส (abc) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งการคำนวณดังกล่าวแสดงไว้ดังรูปที่ 1 ดังนี้



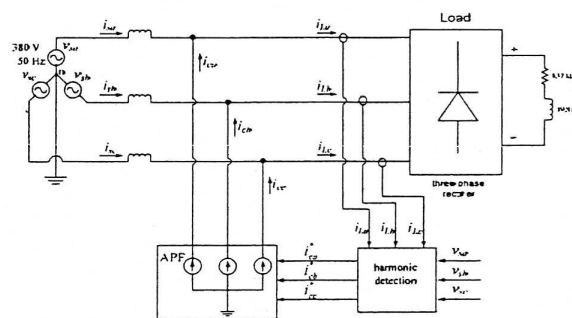
รูปที่ 1 แผนภาพการคำนวณการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง

จากรูปที่ 1 เริ่มต้นจากการแปลงแรงดันไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่าย (v_s) และกระแสไฟฟ้าทางด้านโหลด (i_L) จากปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสเป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ ดังบล็อกที่ 1 และ 2 จากนั้นคำนวณหาค่ากำลังรีแอกทีฟทางด้านโหลด (p_L) และค่ากำลังรีแอกทีฟทางด้านโหลด (q_L) จากสมการในบล็อกที่ 3 สำหรับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและการชดเชยกำลังรีแอกทีฟให้กับระบบสามารถทำได้โดยการใช้วงจรกรองกำลังรีแอกทีฟ (Active Power Filter: APF) ที่อาศัยสัญญาณกระแสอ้างอิงในการชดเชยให้กับระบบ โดยสัญญาณกระแสอ้างอิงดังกล่าวบนแกน $\alpha\beta$ คำนวณได้จากสมการในบล็อกที่ 4 (\bar{p}_L คือปริมาณทางกระแสไฟฟ้ากระแสสลับของ p_L ซึ่งใช้วงจรกรองผ่านสูง (High Pass Filter : HPF) กรองสัญญาณเพื่อให้ได้ส่วนที่เป็นกระแสสลับเท่านั้น) และขั้นตอนสุดท้ายทำการแปลงสัญญาณกระแสอ้างอิงบนแกน $\alpha\beta$ กลับไปเป็นกระแสอ้างอิงสามเฟส (i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^*) ดังบล็อกที่ 5

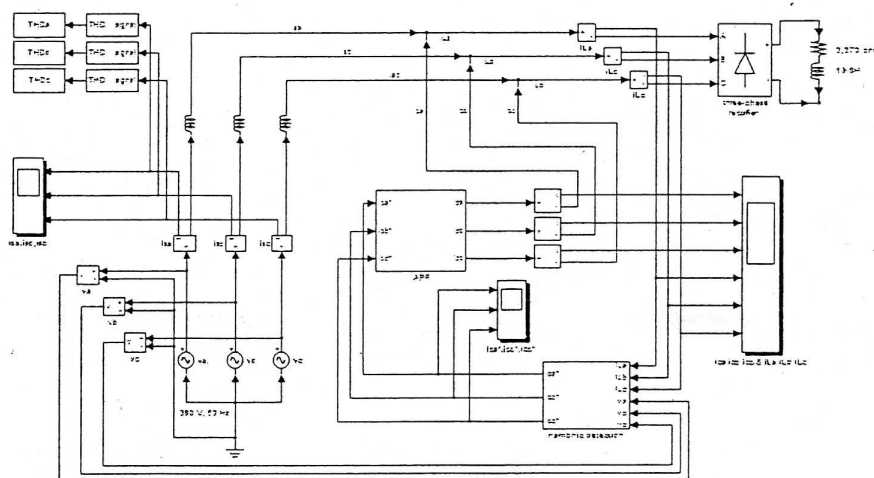


การจำลองสถานการณ์กรณีแบบจำลองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

การจำลองสถานการณ์กรณีแบบจำลองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ ใช้สำหรับการทดสอบวงจรกรองผ่านสูงชนิดต่าง ๆ เพื่อตรวจสอบสมรรถนะของการระบุเอกลักษณ์ฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์ และแผนภาพการจำลองสถานการณ์ที่สร้างขึ้นจาก ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังแสดงได้ดังรูปที่ 2 และรูปที่ 3 ตามลำดับ



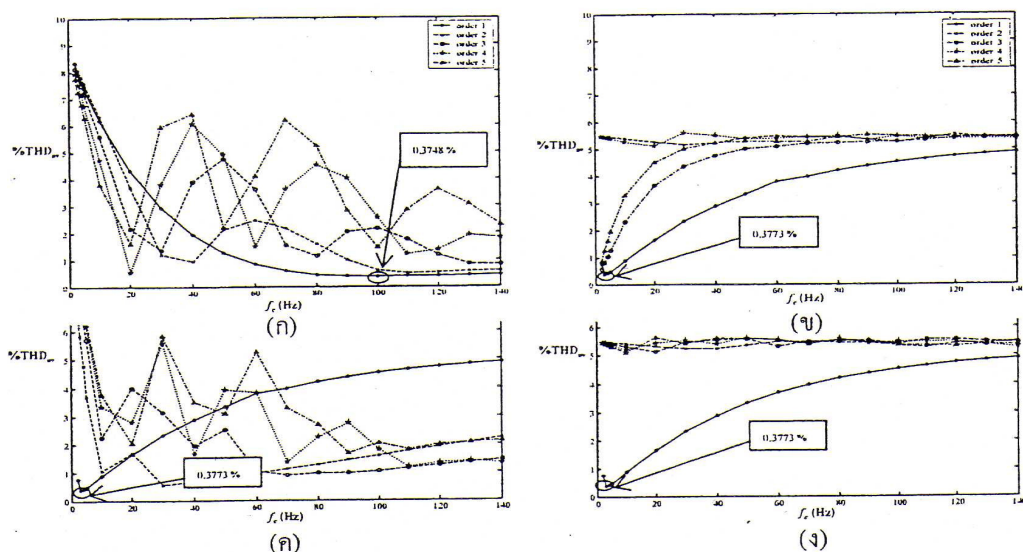
รูปที่ 2 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์



รูปที่ 3 แผนภาพการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง

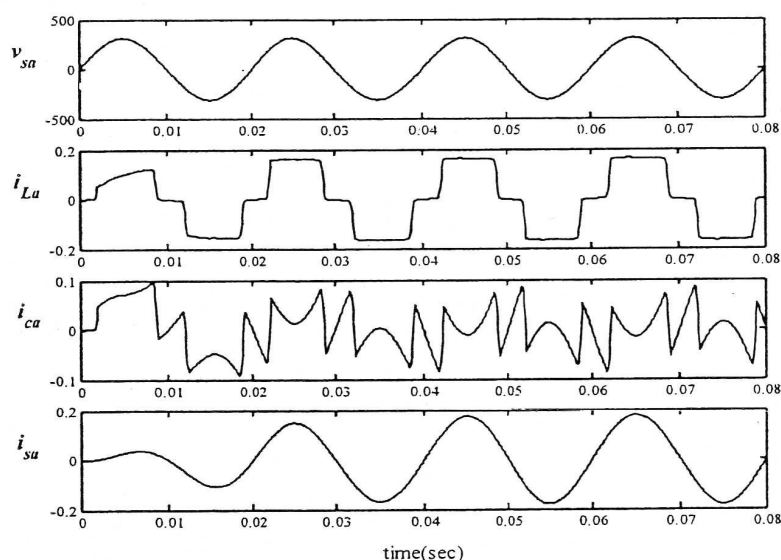
การทดสอบวงจรกรองผ่านสูงในส่วนของการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ทำการทดสอบทั้งหมด 4 ชนิด คือ ชนิด Butterworth ชนิด Chebyshev I ชนิด Chebyshev II และชนิด Elliptic การทดสอบดังกล่าวจะใช้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเฉลี่ยทั้งสามเฟส (%THD_{av}) ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายหลังการชดเชย ซึ่งมีสูตรการการคำนวณเป็นไปตามสมการที่ (1) โดยผลการทดสอบวงจรกรองผ่านสูงชนิดต่าง ๆ แสดงไว้ดังรูปที่ 4

$$\%THD_{av} = \sqrt{\frac{\sum_{k=a,b,c} \%THD_k^2}{3}} \quad (1)$$



รูปที่ 4 (ก) ผลการทดสอบ HPF ชนิด Butterworth (ข) ผลการทดสอบ HPF ชนิด Chebyshev I
(ค) ผลการทดสอบ HPF ชนิด Chebyshev II (ง) ผลการทดสอบ HPF ชนิด Elliptic

จากรูปที่ 4 สังเกตได้ว่าค่า $\%THD_{av}$ หลังการชดเชยที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ที่ใช้วงจรกรองผ่านสูงชนิด Butterworth อันดับวงจรกรองที่ 1 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 100 Hz ในการตรวจจันฮาร์โมนิก ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักหลังการชดเชยมีค่า $\%THD_{av}$ น้อยที่สุดโดยมีค่าเท่ากับ 0.3748 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งหมายความว่าวงจรกรองผ่านสูงชนิดดังกล่าวให้ประสิทธิภาพสูงสุด โดยผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวในกรณีเฟส α ดูได้จากรูปที่ 5



รูปที่ 5 ผลการจำลองสถานการณ์หลังการชดเชยกรณิเฟส a

จากรูปที่ 5 สังเกตได้ว่ารูปสัญญาณกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (i_{su}) จะเข้าสู่สภาวะคงตัวในช่วงเวลาประมาณ 0.05 วินาที ทั้งนี้เนื่องจากผลของวงจรกรองผ่านสูงที่ทำให้รูปสัญญาณกระแสดังกล่าวมีเวลาประวิงเกิดขึ้นในช่วงเริ่มต้น แต่เมื่อเวลาผ่านไปหลัง 0.05 วินาที พบว่ารูปสัญญาณกระแสดังกล่าวเริ่มคงที่ที่ค่ากระแสสูงสุดประมาณ 0.18 แอมแปร์ ซึ่งค่า %THD ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักทั้งสามเฟสแสดงไว้ดังตารางที่ 1 ดังนี้

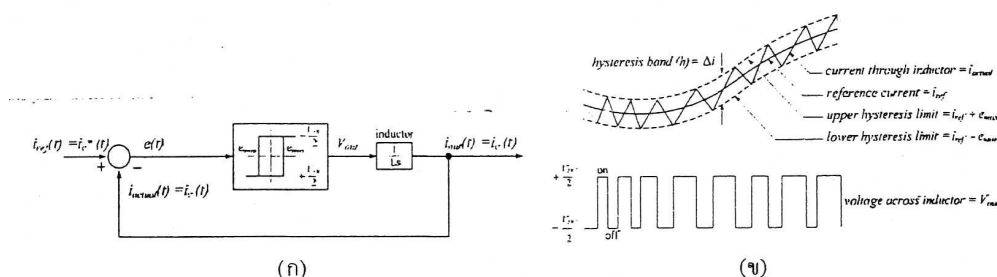
ตารางที่ 1 ค่า %THD ของการจำลองสถานการณ์กรณี APF เป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

%THD ของกระแสไฟฟ้า	เฟส			%THD _{av}
	a	b	c	
%THD _{ก่อนการชดเชย}	25.5063	25.4145	25.5798	25.5003
%THD _{หลังการชดเชย}	0.3822	0.3806	0.3613	0.3748

การจำลองสถานการณ์กรณีแบบจำลองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์

1 การควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีพีอีซีดีซีเอส

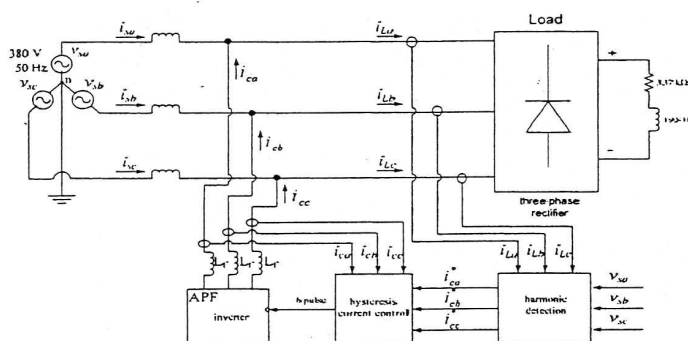
การควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีพีอีซีดีซีเอส มีโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมและลักษณะของการควบคุมรูปคลื่นสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 6 ดังนี้



รูปที่ 6 (ก) โครงสร้างบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส
(ข) ลักษณะการควบคุมรูปคลื่นสัญญาณด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส

จากรูปที่ 6 (ก) ค่าความคลาดเคลื่อนของสัญญาณทางด้านอินพุต ($e(t)$) คือ ผลต่างระหว่างค่ากระแสอ้างอิง ($i_{ref}(t)$) กับค่ากระแสชดเชยจริง ($i_{actual}(t)$) ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าวจะนำไปใช้สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาสร้างเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อผลิตกระแสชดเชยเข้าสู่ระบบกำลังไฟฟ้า ค่าแถบฮิสเทอรีซิส (h) คือ ผลต่างระหว่างค่าความคลาดเคลื่อนของรูปคลื่นสัญญาณสูงสุด (e_{max}) กับค่าความคลาดเคลื่อนของรูปคลื่นสัญญาณต่ำสุด (e_{min}) โดยหลักการการทำงานของการควบคุมกระแสชดเชยด้วยวิธีฮิสเทอรีซิส คือ เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของสัญญาณมีค่าเท่ากับค่าขอบเขตบนของฮิสเทอรีซิส (upper hysteresis limit) สวิตช์จะหยุดนำกระแส (off) ทำให้ค่ากระแสชดเชยนั้นตกลงและเมื่อค่ากระแสชดเชยนั้นตกลงจนถึงค่าขอบเขตล่างของฮิสเทอรีซิส (lower hysteresis limit) สวิตช์ก็จะนำกระแส (on) ทำให้ค่ากระแสชดเชยเพิ่มขึ้นจนไปถึงค่าขอบเขตบนของฮิสเทอรีซิสอีกครั้งหนึ่ง โดยจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ ตลอดการทำงานซึ่ง อธิบายได้ดังรูปที่ 6 (ข)

2 การจำลองสถานการณ์การกำจัดฮาร์โมนิก



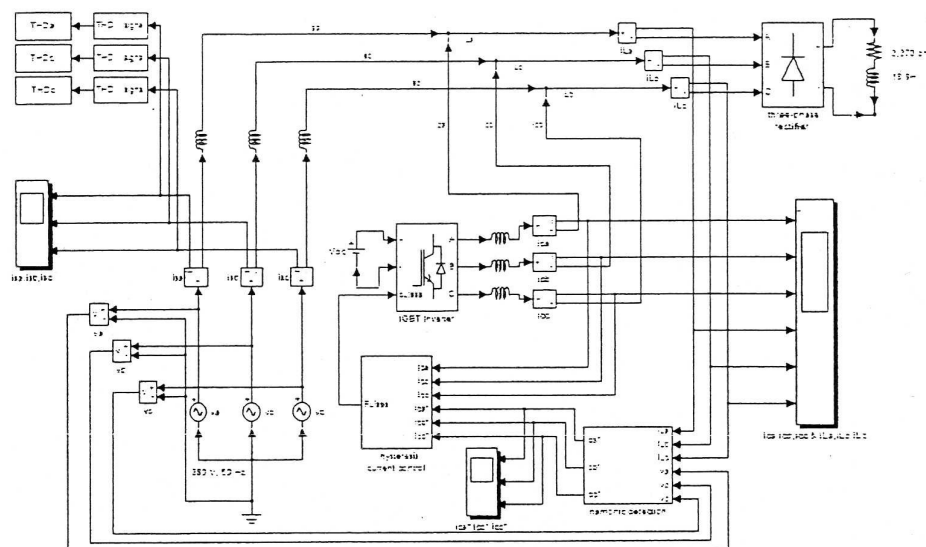
รูปที่ 7 ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์เมื่อ APF เป็นอินเวอร์เตอร์

หน้า 7 จาก 326

ประชุมวิชาการ ม.อบ. วิจัย ครั้งที่ 2

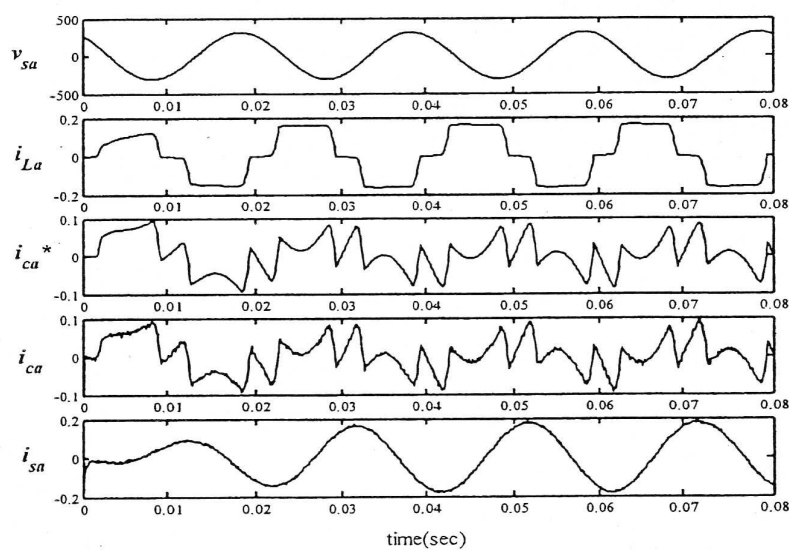
28 - 29 กรกฎาคม 2551

มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี



รูปที่ 8 แผนภาพการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังเมื่อ APF เป็นอินเวอร์เตอร์

ระบบสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณังวงจรรอกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่แสดงไว้ดังรูปที่ 7 ใช้การควบคุมการทำงานของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยวิธีฮิสเทรีซิส จากระบบดังกล่าวเมื่อนำมาสร้างโดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังจะแสดงได้ดังรูปที่ 8 โดยส่วนของการตรวจจับสนามอนิกใช้วงจรกรองผ่านสูงชนิด Butterworth จากการทดสอบในหัวข้อที่ 3 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีเฟส α ดูได้จากรูปที่ 9

รูปที่ 9 ผลการจำลองสถานการณ์หลังการชดเชยกรณีเฟส α เมื่อ APF เป็นอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 9 สังเกตได้ว่า ลักษณะรูปสัญญาณของกระแสชดเชยจริง (i_{cu}) ที่จ่ายโดยวงจรกรองกำลังแอกทีฟซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ เป็นไปตามลักษณะรูปสัญญาณของกระแสอ้างอิง (i_{cu}^*) ที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่ง ซึ่งส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไฟฟ้าหลัก (i_{sa}) เป็นรูปไซน์มากขึ้น โดยค่า %THD ของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักทั้งสามเฟสแสดงไว้ดังตารางที่ 2 ซึ่งค่า %THD ภายหลังการชดเชยเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 ด้วยเช่นกัน

ตารางที่ 2 ค่า %THD ของการจำลองสถานการณ์กรณี APF เป็นอินเวอร์เตอร์

%THD ของกระแสไฟฟ้า	เฟส			%THD _a
	a	b	c	
%THD _{ก่อนการชดเชย}	25.5063	25.4145	25.5798	25.5003
%THD _{หลังการชดเชย}	2.5577	2.5558	2.5752	2.5629

สรุป

การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังรีแอกทีฟขณะหนึ่งเป็นวิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกที่มีประสิทธิภาพสำหรับใช้งานร่วมกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งการจำลองสถานการณ์โดยใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังกรณีแบบจำลองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ พบว่าวงจรกรองผ่านสูงชนิด Butterworth อันดับวงจรกรองที่ 1 ที่ค่าความถี่ตัดเท่ากับ 100 Hz ให้ประสิทธิภาพสูงสุดในการตรวจจับฮาร์มอนิก และสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีแบบจำลองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นอินเวอร์เตอร์ พบว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามกระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิก จึงส่งผลให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักเป็นรูปไซน์มากขึ้น ซึ่งทำให้ปริมาณของฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังลดลงได้ตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

เอกสารอ้างอิง

- [1] IEEE Std 519-1992, *IEEE Recommended practices and requirement for harmonic control in electrical power system*.
- [2] Yousif, S.N.A.L., Wanik, M.Z.C. and Mohamed, A., "Implementation of different passive filter designs for harmonic mitigation", *Power and Energy Conference*, 2004, pp. 229-234.
- [3] Jung, G. H. and Cho, G. H., "New Active Power Filter with Simple Low Cost Structure without Tuned Filters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1998, pp. 217-222.
- [4] Singh, B. N., Singh, B., Chandra, A. and Al-Haddad, K., "Digital implementation of a new type of hybrid filter with simplified control strategy", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '99)*, 1999, pp. 642 – 648.
- [5] Peng, F. Z. and Lai, J. S., "Generalized instantaneous reactive power theory for three phase power system", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.45, no.1, February 1996, pp. 293-297.
- [6] Dixon, J. W., Tepper, S. and Moran, L., "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filter", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1994, pp.894-900.

Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search

T. NARONGRIT, K-L. AREERAK* and A. SRIKAEW
Power Quality Research Unit, School of Electrical Engineering
Institute of Engineering, Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, 30000
THAILAND

*corresponding author: kongpol@sut.ac.th

Abstract: - This paper deals with a design of active power filters using an artificial intelligence method called the adaptive tabu search. The simulation results show that the proposed method can efficiently minimize %THD of the currents at a PCC point. Moreover, this approach is convenient and flexible for electrical power engineers to design an active power filter with good performances.

Key-Words: - adaptive tabu search, harmonic elimination, active power filter, hysteresis current control

1 Introduction

Presently, nonlinear loads are widely used in industries. These loads generate harmonic into a power system causing a lot of disadvantages such as loss in transmission lines [1], protective device failures [2], and short-life electronic equipments in the system [3]. Therefore, harmonic eliminations are very crucial for power system engineering. The one of harmonic elimination methods is the active power filter (APF) [4] as shown in Fig. 1. It can be seen from Fig.1 that the RL load connected to the three-phase diode rectifier behaves as a nonlinear load and the instantaneous power theory [5] is used for harmonic detections. The hysteresis method [6] is used for control of compensating currents.

The artificial intelligence approach called the

adaptive tabu search (ATS) [7] is used for the design of APF in this paper. The ATS is applied to search the dc bus voltage (V_{dc}) and inductor filters (L_f) for the APF as depicted in Fig.1 including hysteresis band (HB) for the controller. All parameters (V_{dc} , L_f , and HB) are optimally searched by using ATS under specific conditions to achieve the minimum %THD. The results from this approach are compared with the one from Ingram and Round [8]. The basic concept of hysteresis methods for the control of compensating current are explained in section 2, while ATS for searching the parameters of the power system is illustrated in section 3. The simulation results to verify the searching results and conclusion are shown in section 4 and 5, respectively.

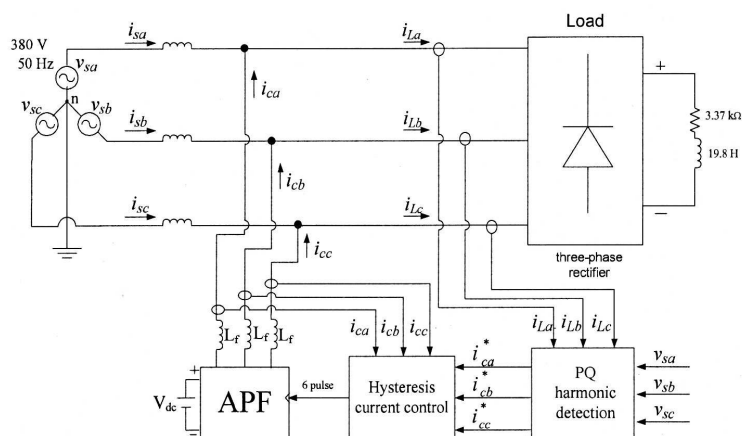


Fig.1 The power system considered

2 Control of compensating current using hysteresis method

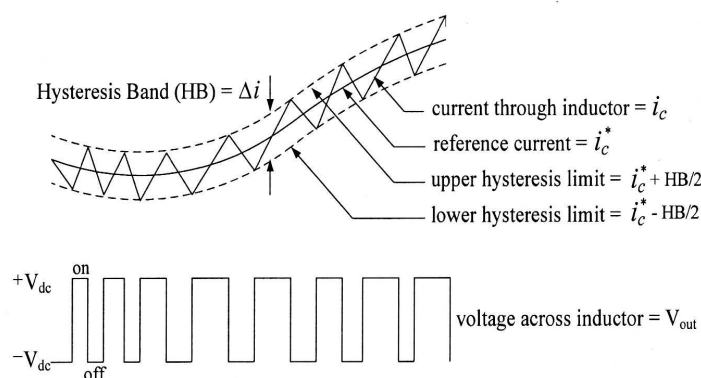


Fig.2 The hysteresis method to control the compensating current

The well known approach for controlling compensating currents of APF is hysteresis method. The concept of this approach is depicted in Fig.2. In Fig.2, the hysteresis band (HB) is the possible boundary of compensating current, here is i_c oscillating between upper and lower hysteresis limits. This current can be varied depending on the pattern switch of IGBT in the APF circuit. According to Fig.2, if IGBT turns on, the compensating current will be increased. When the current reaches to the upper limit, the IGBT will be automatically turned off to decrease the compensating current. If this current falls down to lower limit, the IGBT will be automatically turned on again to increase the compensating current. Therefore, the compensating current is oscillated within the hysteresis band in which this current can be controlled following on the command current (i_c^*). This reference current can be identified from the harmonic detection method, here is PQ approach.

3 The active power filter design using ATS

In section 2, the APF is controlled by using hysteresis method. In this paper, the ATS algorithm is applied to determine the parameters of active power filter. The parameters for searching are dc bus voltage (V_{dc}), the inductor filter (L_f), and the hysteresis band (HB). The block diagram to explain

how to search the parameters of APF using ATS method is shown in Fig. 3. It can be seen in Fig.3 that ATS will search the APF parameters in which %THD of the compensated current on supply side is the cost value for ATS tuning. This value can be determined from the objective function as shown in Fig.3. The ATS will try to search the best APF parameters to achieve the minimum %THD also following on the IEEE std. 519-1992.

According to Fig.3, the steps of searching APF parameters by using ATS are as follow

Step1: Determine the boundary of parameters. In this paper, the upper and lower limits of V_{dc} , L_f , and HB are set to 300-700 V, 0-10 H, and 0-0.02 A, respectively.

Step2: Define the initial value for each parameters by random within the search space of parameters.

Step3: Define the radius value, the one of ATS parameters.

Step4: Define the condition for ATS back tracking.

Step5: Define the cost value, here is %THD calculated from the objective function. Note that the minimum %THD from ATS have to be following on IEEE Std. 519-1992.

Step6: Define the maximum of searching iteration for ATS ($count_{max}$). This value is set as a stop criterion for ATS algorithm. In this paper, it is equal to 1000 rounds.

Note that the details of ATS algorithm can be found in [9], [10]

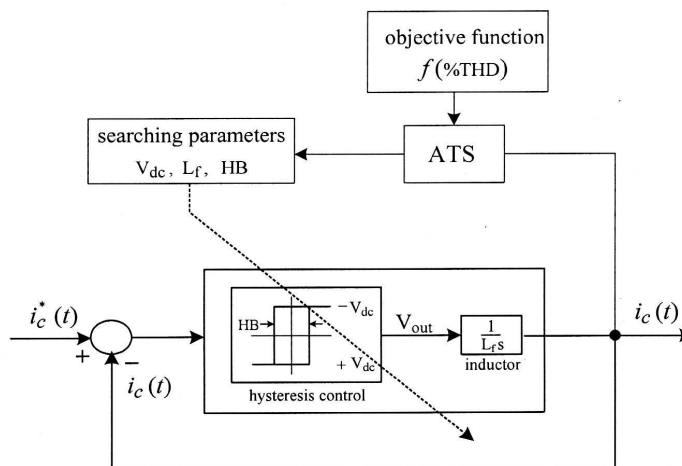


Fig.3 The ATS method for APF designs

4 Simulation results and Discussion

The system as shown in Fig.1 operated with APF in which the parameters are designed by using ATS is simulated to compare the simulation results with Ingram and Round method. The objective of ATS approach is to minimize %THD of compensated currents and this value has to follow on IEEE Std. 519-1992. The ATS algorithm can search the APF parameters to achieve smaller %THD for each round of searching as shown in Fig.4. In this paper, $count_{max}$, the number of maximum iteration for searching, is set to 1000 in which it provides %THD equal to 2.71%. It can be seen from Fig.4 that %THD is equal to 2.77% for $count = 10-530$. This is as the local solution for this problem. However,

%THD is still decreased by ATS searching algorithm to until 2.71% because of back tracking approach in ATS. The results show that ATS can escape the local point to get the better solution. The parameter values for APF from ATS search are shown in Table 1. The simulation results by using these parameters are depicted in Fig.5.

In Fig.5, it can be seen that the source current after compensation (i_{sa}) is nearly sinusoidal waveform. %THD of this current is equal to 2.71% that is satisfied under IEEE Std. 519-1992, while %THD of the current before compensation is 25.45%. For Ingram and Round, the APF parameters are shown in Table 1. The simulation results for these parameters are illustrated in Fig. 6.

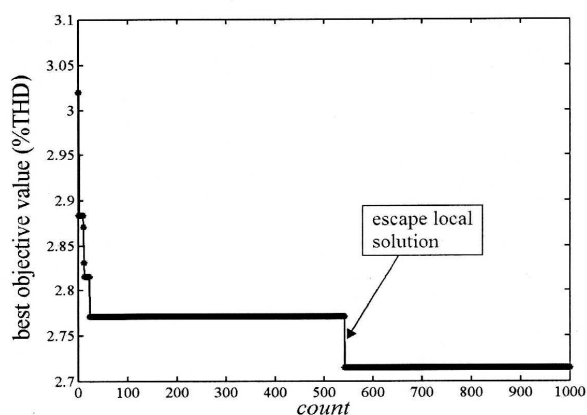


Fig.4 The convergence of %THD

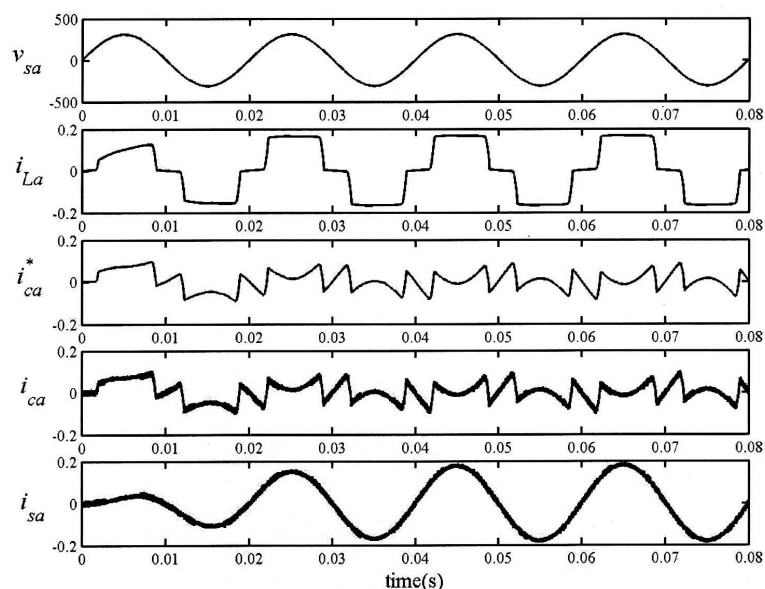


Fig.5 The simulation results for ATS method

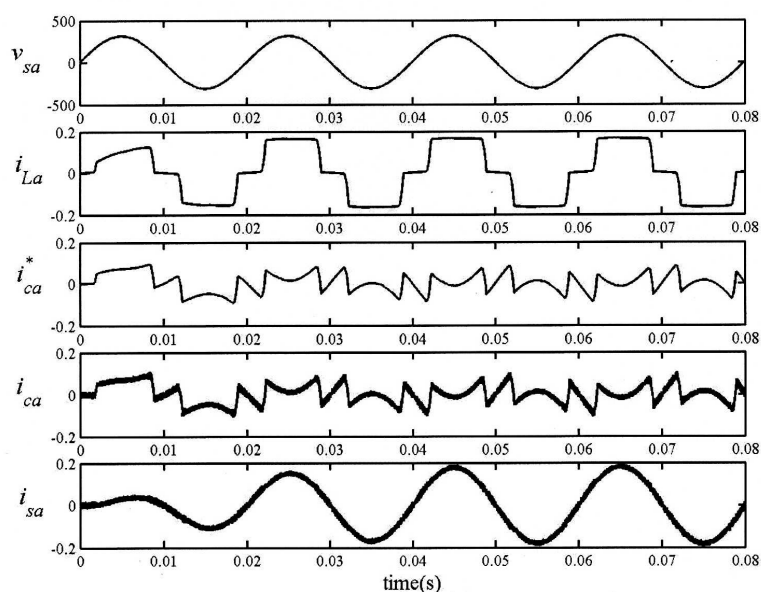


Fig.6 The simulation results for Ingram and Round method

From Fig.6, the source current after compensation is nearly sinusoidal waveform the same as the results in Fig.5. %THD for this method

is 3.12% that is greater than the one from ATS method. However, this value is still under IEEE std. 519-1992. Moreover, the Ingram and Round method

is more complicated than ATS method. Therefore, ATS method is very useful and more convenient for APF design with good results.

Table 1 The comparison between ATS method and Ingram and Round method

APF parameters	APF design methods	
	ATS method	Ingram and Round method
V_{dc} (V)	545	600
L_f (H)	0.56	0.5
HB (A)	0.0097	0.0088
%THD before compensation	25.45%	
%THD after compensation	2.71%	3.12%

5 Conclusion

This paper presents the application of ATS for the design of APF controlled by using hysteresis method. The results confirm that ATS algorithm can provide the minimum %THD of the source current after compensation. In addition, %THD is also satisfied under IEEE Std. 519-1992. Moreover, the mathematical model of APF is not necessary for ATS approach. Therefore, the ATS method for APF design is very convenient and flexible.

Acknowledgement

Research support from Office of the National Research Council of Thailand and Suranaree University of Technology are greatly acknowledged and the authors would like to thank Mr. Kongpan Areerak, lecturer in the School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, for his kind suggestion of this paper.

References:

- [1] Rice, D. C., Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics - Their Effect on Power Systems Components, *IEEE paper no. PCIC-84-52*, pp. 269-287.
- [2] Brozek J. P., The Effect of Harmonics on Overcurrent Protection Devices, *IEEE*, pp.1975-1967.
- [3] Wagner V. E., Balda J. C., Griffitki D. C., McEachern A., Baners T.M., Hatmann D.P., Phileggi D.J., Emmanuel A.E, Horton W.F., Reid W.E., Ferraro R.J. and Jewell W.T., Effect of Harmonic on Equipment, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol.8, No.2,1993, pp.672-680.
- [4] Zhuo F. , Yang J., Hu J., and Wang Z., Study on Active Power Filter used in Three-Phase Four-Wire System, *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, Vol.3, 2000, pp. 1037-1040.
- [5] Peng F. Z. and Lai J. S., Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power System, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol.45, No.1,1996, pp. 293-297.
- [6] Zeng J. , Yu C. ,Qi Q. , Yan Z., Ni Y., Zhang B.L.,Chen S., and Wu F. F., A Novel Hysteresis Current Control for Active Power Filter with Constant Frequency, *Electric Power Systems Research* 68 , 2004, pp.75- 82.
- [7] Puangdownreong D., Areerak K-N., Srikaew A., Sujitjorn S. and Totarong P., System Identification via Adaptive Tabu Search, In *Proceedings IEEE International Conferenc on Industrial Technology (ICIT02)*, 2002, pp.915-920.
- [8] Ingram D.M.E. and Round S. D., A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter, *IEEE Transaction*, 1997, pp. 744-749.
- [9] S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong and D. Puangdownreong and K-N Areerak, Adaptive Tabu Search and Applications in Engineering Design, *Book Chapters in Integrated Intelligent Systems for Engineering Design (ed. X. F. Zha and R..J. Howlett)*, IOS Press, The Netherlands, 2006, pp. 233-257.
- [10] Kluabwang J., Puangdownreong D. and Sujitjorn S., Management Agent for Search Algorithms with Surface Optimization Applications. *Wseas transaction on computers*, Vol.7,2008, pp.791-803.

Design of an Active Power Filter using Genetic Algorithm Technique

T. NARONGRIT, K-L. AREERAK* and K-N. AREERAK
Power Quality Research Unit, School of Electrical Engineering
Institute of Engineering, Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, 30000
THAILAND

*corresponding author: kongpol@sut.ac.th

Abstract: -This paper deals with the active power filter design controlled by using hysteresis technique. The genetic algorithm is used to design the controllers to minimize the %THD of the source current. The results are compared with that designed from Ingram and Round approach. The simulation results confirm that the genetic algorithm can provide the minimum %THD of the source current compared with the Ingram and Round method. The %THD also follows the IEEE std.519-1992. The design of the active power filter based on the genetic algorithm is flexible and can improve the performance of the filter.

Keywords: - genetic algorithm, hysteresis control, harmonic elimination, active power filter

1 Introduction

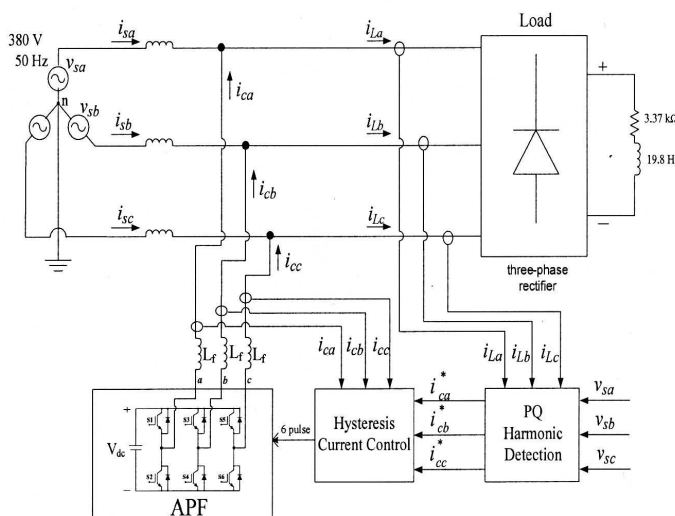


Fig.1 The power system considered

Power systems connected nonlinear loads can generate the harmonics into the systems. These harmonics cause a lot of disadvantages such as loss in transmission lines and electric devices, protective device failures, and short-life electronic equipments in the system [1]. Therefore, it is very important to reduce or eliminate the harmonics in the system. It is well known that the harmonic elimination via an active power filter (APF) [2] as shown in Fig.1

provides higher efficiency and more flexible compared with a passive power filter. In Fig.1, the three-phase bridge rectifier feeding resistive and inductive loads ($R=3.37 \text{ k}\Omega$ and $L=19.8 \text{ H}$) behaves as a nonlinear load into the power systems. An instantaneous reactive power theory (PQ method) [3] is used for a harmonic detection to calculate the reference currents for the active power filter. The APF is then controlled by a hysteresis method [4].

There are many approaches for the APF design using an artificial intelligence (AI) technique such as adaptive tabu search (ATS) [5], particle swarm optimization (PSO) [6], and genetic algorithm (GA) [7]. In this paper, the GA is used to search the appropriate parameters of the APF to minimize the %THD of the source current (i_s) after compensation. According to Fig.1, the APF parameters for GA searching are the DC bus voltage (V_{dc}), the filter inductance (L_f), and the hysteresis band (HB). The results of the APF design via GA are presented in this paper and are also compared with that designed from Ingram and Round approach [8].

The paper is structured as follows. The overview of compensating current control using the hysteresis method is addressed in section 2. The APF design using the Ingram and Round method and GA is fully presented in section 3 and section 4, respectively. The simulation results of the harmonic elimination including discussion are presented in section 5. Finally, section 6 concludes the advantages of GA approach to design the active power filter.

2 Control of compensating current using hysteresis method

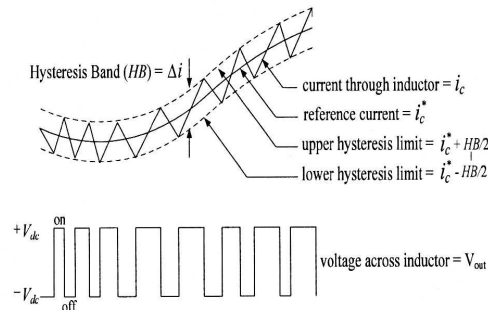


Fig.2 The compensating current control using hysteresis method

The compensating current control using the hysteresis approach is shown in Fig.2. According to Fig.2, the hysteresis band (HB) is the possible boundary of compensating current (i_c). This current swings between upper and lower hysteresis limits. The compensating current can be increased or decreased depending on the pattern switch of IGBT inside the APF. For example, when IGBT turns on, i_c will be increased. It is continually increased until reaching the upper hysteresis limit. At this state, IGBT will be automatically turned off to decrease the compensating current. If the current falls down

to the lower limit, IGBT will be automatically turned on again to increase the compensating current. Therefore, the compensating current swings inside HB following the reference current i_c^* . The reference current can be identified by PQ harmonic detection as shown in Fig.1. Note that the upper and lower hysteresis limits are controlled by the hysteresis band.

3 The APF design using Ingram and Round method

In 1997, D.M.E. Ingram and S.D. Round presented the APF design controlled by hysteresis method. The details are explained as follows:

Step 1: Calculate the maximum value of di_c^*/dt by:

$$i_{h(max)}(t) = A \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = A2\pi f \quad (2)$$

where

$i_{h(max)}(t)$ is the maximum current for each harmonic component

A is the amplitude of the harmonic current

f is the frequency of the harmonic current

Step 2: Determine L_f by:

$$L_{f(max)} = \frac{V_{dc} - V_s}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (3)$$

where V_s is the maximum source voltage.

Note that the maximum value of di_c^*/dt is from Step 1 and V_{dc} should be always designed higher than V_s .

Step 3: Determine HB by:

$$HB = \frac{2V_{dc}}{9L_f f_{sw}} \quad (4)$$

where f_{sw} is the switching frequency.

4 The APF design using GA approach

4.1 The review of GA

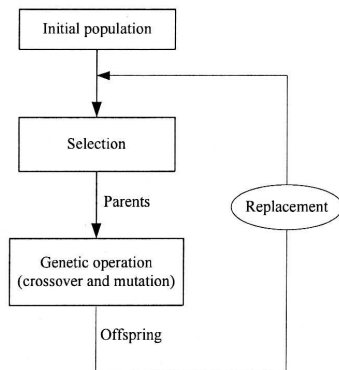


Fig.3 The process of GA

In Fig.3, there are three main processes for GA method. The first is 'selection'. This process will select the population in the searched system to be the parent for the next generation. The second process is 'genetic operation' to search the better solutions for each generation by using the crossover and mutation techniques. The final process is 'replacement'. The offspring from the genetic operation process will replace the previous population in which it may replace the whole of population or some part of population depending on the conditions in the algorithm.

4.2 The APF design using GA

In section 2, the APF is controlled by using hysteresis method. In this paper, the GA is applied to determine the appropriate APF parameters. The parameters for searching are DC bus voltage (V_{dc}), the inductor filter (L_f), and the hysteresis band (HB). The block diagram to explain how to search the parameters of APF using GA method is depicted in Fig. 4. It can be seen in Fig.4 that GA will search the APF parameters in which %THD of the compensated current on supply side is defined as the cost value for GA tuning. This value can be determined from the objective function as shown in Fig. 4. The GA will try to search the best APF parameters to achieve the minimum %THD also following on the IEEE std. 519-1992.

According to Fig. 4, the steps of searching APF parameters by using GA are as follows:

Step 1: Define the boundary of parameters. In this paper, the upper and lower limits of V_{dc} , L_f and HB

are set to 312-700 V, 0-10 H, and 0-0.02 A, respectively.

Step 2: Define the population encoding scheme for GA. In this paper, the chromosomes for the population encoding scheme are set to be the real value [11].

Step 3: Set the population size equals to 40 chromosomes.

Step 4: Define the initial population by random within the search space of parameters.

Step 5: Define the maximum number of generation for searching, here is set to 1000.

Step 6: Define the selection process, here set to roulette. The uniform mutation (probability = 0.06), the single-point crossover (probability = 0.7), and the whole population replacement are selected.

Note that the more details of GA can be found in [12].

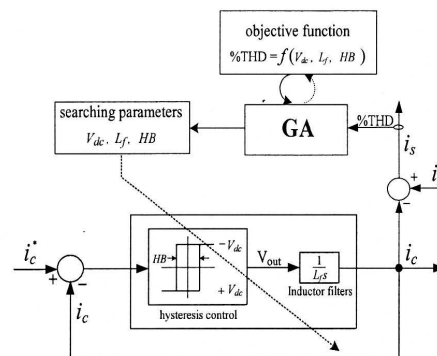


Fig.4 The GA approach for APF design

The system in Fig.1 is operated with APF controlled by hysteresis method. The APF parameters are designed by using GA. The objective of GA method is to minimize %THD of compensated currents and this value has to follow on IEEE std. 519-1992. The GA can search the APF parameters to achieve smaller %THD for each round of searching as shown in Fig.5. In this paper, the maximum number of generation is set to 1000 in which GA can provide the %THD equal to 0.9885%. In Fig.5, it can be seen that %THD is equal to 0.9940% during generation = 439-519. This is as the local solution for this problem. However, GA can escape the local solution to achieve the better %THD

(0.9885%). The parameter values of APF from GA search compared with Ingram and Round method are given in Table 1. In addition, the results in Fig.5 also show the convergence of GA for this problem.

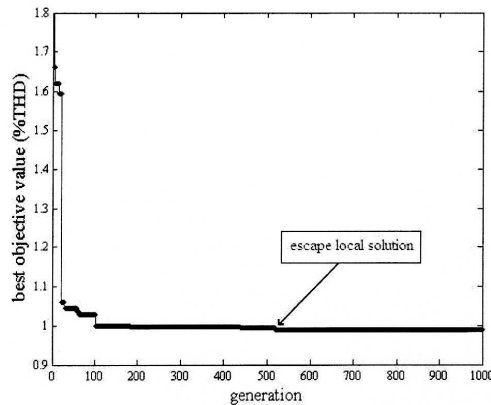


Fig.5 The convergence of %THD

5 Simulation results and discussion

The simulation results of the system in Fig.1 with the APF parameters from GA searching are depicted in Fig.6. It can be seen that the source current after compensation (i_{sa}) is nearly sinusoidal waveform. %THD of this current is equal to 0.9885% that is satisfied under IEEE Std. 519-1992, while %THD before compensation is 25.45%. The simulation results for Ingram and Round method are illustrated in Fig.7. From Fig.7, the source current after compensation is nearly sinusoidal waveform the same as the results in Fig.6. However, %THD for this method is 1.5019% that is greater than the one from GA method (0.9885%). Hence, GA method can provide the smaller %THD compared with Ingram and Round method. The results show that GA approach is very useful and more convenient for APF design.

Table 1 The compensation between GA method and Ingram and Round method

APF parameters	APF design method	
	GA	Ingram and Round
V_{dc} (V)	620	600
L_f (H)	0.39	0.50
HB (A)	0.00043	0.0088
%THD before compensation	25.45 %	
%THD after compensation	0.9885 %	1.5019 %

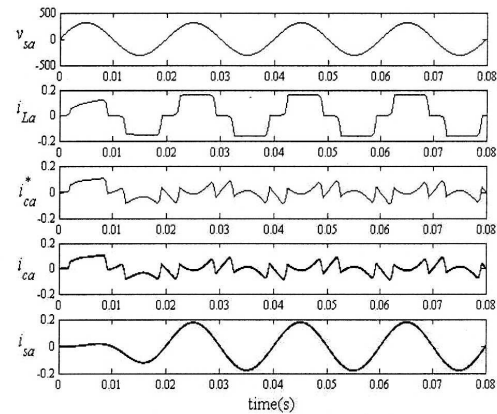


Fig.6 The simulation results for GA method

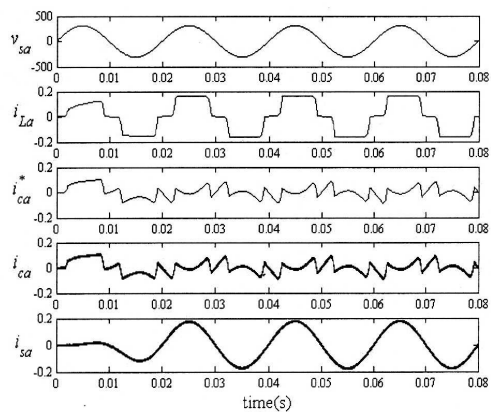


Fig.7 The simulation results for Ingram and Round method

6 Conclusion

This paper presents the application of GA for the design of APF controlled by hysteresis method. The results confirm that GA can provide the minimum %THD of the source current after compensation. In addition, %THD is also satisfied under IEEE Std. 519-1992. Moreover, the mathematical model of APF is not necessary for GA approach. Hence, the GA approach for APF design is very useful and flexible.

Acknowledgement

The authors would like to thank Assistant Professor Dr. Atit Srikaew, lecturer in the School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, for his kind suggestion of this paper.

References

- [1] IEEE Std. 519-1992 ,IEEE Recommended practices and requirement for harmonic control in electrical power system.
- [2] Zhuo F., Yang J., Hu J., and Wang Z., 2000, "Study on Active Power Filter used in Three-Phase Four Wire System", *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, vol.3, , pp. 1037-1040
- [3] Peng F. Z. and Lai J-S, 1996 , "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power system" *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.45, no.1, February, pp. 293-297
- [4] Zeng J. , Yu C. ,Qi Q. , Yan Z., Ni Y., Zhang B.L.,Chen S., and Wu F. F., 2004, "A Novel Hysteresis Current Control for Active Power Filter with Constant Frequency", *Electric Power Systems Research* 68,pp.75- 82
- [5] Narongrit T., Areerak K-L. and Srikaew A. 2009. "Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search". *Proceedings of the 8th WSEAS Int.Conf. on Artificial Intelligence*. pp:314-318
- [6] Kennedy J. and Eberhart R., 1995, "Particle Swarm Optimization" In *Proceedings IEEE International Conference on Neural Networks Australia*, vol 4, pp. 1942-1948
- [7] Cupertino F., Marinelli M. Zanchetta P. and Sumner M., 2005 , 'Modelling and Design of Shunt Active Power Filters using Genetic Algorithms', *EPE 2005-Dresden*, ISBN: 90-75815-08-5, pp.1-9
- [8] Ingram D.M.E. and Round S. D., 1997, "A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter", *IEEE Transaction*, pp. 744-749
- [9] Benchaita L. ,Saadate S. and Nia A.S., 1999 "A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation", *IEEE Trans.*, Vol. 14, No. 2, May, pp.642-647
- [10] Tsang K.M. and Chan W.L., 2006, " Design of single- phase active power filter using analogue cascade controller", *IEE*, Vol. 153, No. 5, pp. 735-741
- [11] Wright A. H., 1991, "Foundations of Genetic Algorithms", chapter Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization, pages 205-218.
- [12] Man, K.F. Tang, K.S. and Kwong S. 1996 "Genetic algorithms: concepts and applications [in engineering design]", *IEEE Transactions, Industrial Electronics*, vol: 43, pp. 519-534

Shunt Active Power Filter Design using Genetic Algorithm Method

K.-L. AREERAK* and T. NARONGRIT
Power Quality Research Unit, School of Electrical Engineering
Institute of Engineering, Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, 30000
THAILAND

*corresponding author: kongpol@sut.ac.th

Abstract: -This paper deals with the active power filter design controlled by using hysteresis technique. The genetic algorithm is used to design the controllers to minimize the %THD of the source current. The results are compared with that designed from Ingram and Round approach. The simulation results confirm that the genetic algorithm can provide the minimum %THD of the source current compared with the Ingram and Round method. The %THD also follows the IEEE std.519-1992. The design of the active power filter based on the genetic algorithm is flexible and can improve the performance of the filter.

Key-Words: - genetic algorithm, hysteresis control, harmonic elimination, active power filter

1 Introduction

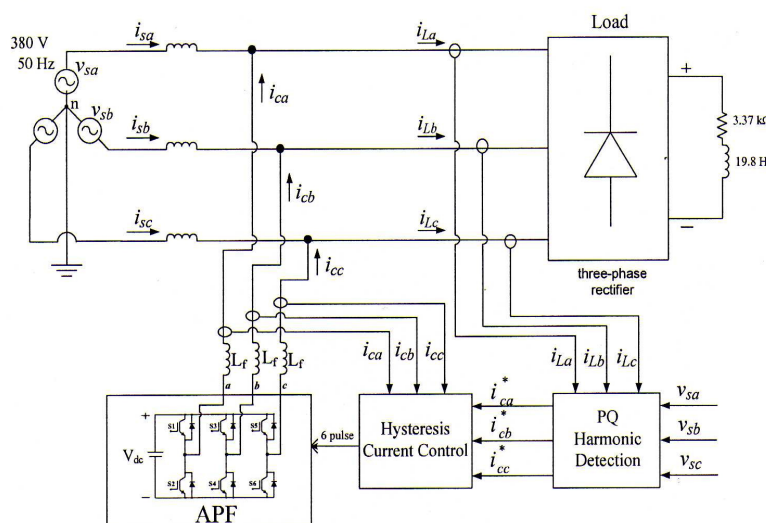


Fig.1 The power system considered

Power systems connected nonlinear loads can generate the harmonics into the systems. These harmonics cause a lot of disadvantages such as loss in transmission lines and electric devices, protective device failures, and short-life electronic equipments in the system [1]. Therefore, it is very important to reduce or eliminate the harmonics in the system. It is well known that the harmonic elimination via an active power filter (APF) [2] as shown in Fig.1

provides higher efficiency and more flexible compared with a passive power filter. In Fig.1, the three-phase bridge rectifier feeding resistive and inductive loads ($R=3.37 \text{ k}\Omega$ and $L=19.8 \text{ H}$) behaves as a nonlinear load into the power systems. An instantaneous reactive power theory (PQ method) [3] is used for a harmonic detection to calculate the reference currents for the active power filter. The APF is then controlled by a hysteresis method [4].

There are many approaches for the APF design using an artificial intelligence (AI) technique such as adaptive tabu search (ATS) [5], particle swarm optimization (PSO) [6], and genetic algorithm (GA) [7]. In this paper, the GA is used to search the appropriate parameters of the APF to minimize the %THD of the source current (i_s) after compensation. According to Fig.1, the APF parameters for GA searching are the DC bus voltage (V_{dc}), the filter inductance (L_f), and the hysteresis band (HB). The results of the APF design via GA are presented in this paper and are also compared with that designed from Ingram and Round approach [8].

The paper is structured as follows. The overview of compensating current control using the hysteresis method is addressed in section 2. The APF design using the Ingram and Round method and GA is fully presented in section 3 and section 4, respectively. The simulation results of the harmonic elimination including discussion are presented in section 5. Finally, section 6 concludes the advantages of GA approach to design the active power filter.

2 Control of compensating current using hysteresis method

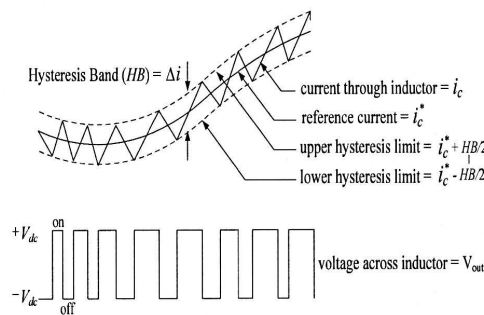


Fig.2 The compensating current control using hysteresis method

The compensating current control using the hysteresis approach is shown in Fig.2. According to Fig.2, the hysteresis band (HB) is the possible boundary of compensating current (i_c). This current swings between upper and lower hysteresis limits. The compensating current can be increased or decreased depending on the pattern switch of IGBT inside the APF. For example, when IGBT turns on, i_c will be increased. It is continually increased until reaching the upper hysteresis limit. At this state, IGBT will be automatically turned off to decrease the compensating current. If the current falls down

to the lower limit, IGBT will be automatically turned on again to increase the compensating current. Therefore, the compensating current swings inside HB following the reference current i_c^* . The reference current can be identified by PQ harmonic detection as shown in Fig.1. Note that the upper and lower hysteresis limits are controlled by the hysteresis band.

3 The APF design using Ingram and Round method

In 1997, D.M.E. Ingram and S.D. Round presented the APF design controlled by hysteresis method. The details are explained as follows:

Step 1: Calculate the maximum value of di_c^*/dt by:

$$i_{h(max)}(t) = A \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

$$\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right) = A2\pi f \quad (2)$$

where

$i_{h(max)}(t)$ is the maximum current for each harmonic components

A is the amplitude of the harmonic current

f is the frequency of the harmonic current

Step 2: Determine L_f by:

$$L_{f(max)} = \frac{V_{dc} - V_s}{\max\left(\frac{di_c^*}{dt}\right)} \quad (3)$$

where

V_s = the maximum voltage value of the source

Note that the maximum value of di_c^*/dt is from Step 1 and V_{dc} should be always designed higher than V_s [9,10].

Step 3: Determine HB by:

$$HB = \frac{2V_{dc}}{9L_f f_{sw}} \quad (4)$$

where

f_{sw} is the switching frequency.

4 The APF design using GA approach

4.1 The review of GA

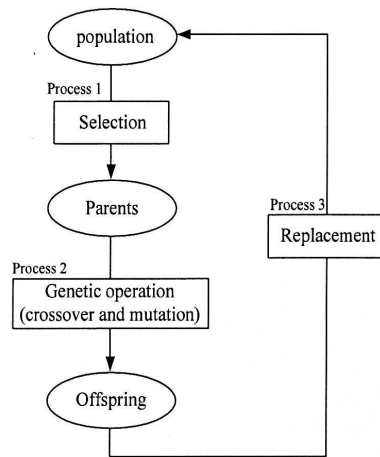


Fig.3 The process of GA

The concept of GA is depicted in Fig.3, there are three main processes for GA operations. The first is 'selection'. This process will select the population in the searched system to be the parent for the next generation. The second process is 'genetic operation' to search the better solutions for each generation by using the crossover and mutation techniques. The final process is 'replacement'. The offspring from the genetic operation process will replace the previous population in which it may replace the whole of population or some part of population depending on the conditions in the algorithm. The more details of GA can be found in [11].

4.2 The selection of GA parameters for APF designs

The suitable GA parameters are necessary for applying this method to optimization problems. This is because the parameters in the GA algorithm are very important to the GA searching performance. Therefore, this section presents how to select the GA parameters for the APF design to achieve the best solution. The parameters needed to identify are a number of chromosome (NC), a genetic operation (GO), a crossover method (CM), a probability value of crossover (PCM), a mutation method (MM), and a probability value of mutation (PMM). The criterion of selecting these parameters for APF design is to minimize the fitness value, here is %THD.

4.2.1 NC selection

To find out the suitable NC values, we will vary these values from 10 to 60 with fixed other parameters (GO = stochastic uniform, CM = scattered crossover, PCM = 0.8, MM = Gaussian mutation and PMM = no need PMM for Gaussian mutation). The GA algorithm is then run in the computer 5 times for each NC values and the averaged %THD values (% $THD_{averaged}$) can be calculated by:

$$\%THD_{averaged} = \frac{\sum_{i=1}^N \%THD_i}{N} \quad (5)$$

where

$\%THD_i$ = the minimum %THD value from i^{th} search ($i=1, 2, \dots, N$)

N = the times for searching (N is set to 5 in this paper)

The $\%THD_{averaged}$ for each NC values is given in Table 1. It can be seen that when the GA uses NC equal to 40, it can provide the minimum $\%THD_{averaged}$ value (0.9982%) compared with those of other NC values. In addition, the computation time for searching (the number of generation: NG) is considered. If NG is large, it means the GA uses a long time to achieve the answer. Otherwise, if NG is small, it means the GA performance is very good (very fast). As mentioned before, GA algorithm is run in the computer 5 times for each NC values. Therefore, the averaged NG value ($NG_{averaged}$) can be also calculated by:

$$NG_{averaged} = \frac{\sum_{i=1}^N NG_i}{N} \quad (6)$$

where i and N are the same meaning as Eq.(5)

From the results in Table 1, the NC value equal to 40 can provide the minimum $\%THD_{averaged}$. Fortunately, this NC value can also provide the minimum $NG_{averaged}$ equal to 38. It means that this NC value obtains the best answer with a fast computation time. Hence, the NC value equal to 40 is selected for APF design in this paper.

4.2.2 GO selection

Roulette, stochastic uniform, and tournament are selected for the testing GO parameters in this paper. In this section, we use the different GO approaches,

Table 1 *NC* testing results

testing NC values	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	Averaged value
<i>NC</i> = 10 chromosomes						
%THD	1.0060	0.9749	1.0040	1.0080	1.0080	1.0001
<i>NG</i>	1288	306	396	1292	302	716
<i>NC</i> = 20 chromosomes						
%THD	0.9847	1.0100	1.0030	0.9984	1.0080	1.0008
<i>NG</i>	73	67	60	54	60	63
<i>NC</i> = 30 chromosomes						
%THD	0.9847	1.0100	1.0030	0.9984	1.0080	1.0008
<i>NG</i>	73	67	60	54	60	63
<i>NC</i> = 40 chromosomes						
%THD	0.9911	1.0030	1.0080	0.9928	0.9963	0.9982
<i>NG</i>	43	26	35	37	49	38
<i>NC</i> = 50 chromosomes						
%THD	1.0070	0.9952	0.9870	1.0100	0.9984	0.9995
<i>NG</i>	67	45	31	25	37	41
<i>NC</i> = 60 chromosomes						
%THD	0.9859	1.0060	1.0100	1.0050	0.9958	1.0054
<i>NG</i>	26	35	42	30	34	39

Table 2 *GO* testing results

testing GO methods	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	Averaged value
<i>GO</i> using the roulette method						
%THD	0.9910	0.9980	0.9580	0.9850	1.0050	0.9870
<i>NG</i>	148	262	118	310	77	183
<i>GO</i> using the stochastic uniform method						
%THD	0.9650	1.0010	0.9880	0.9990	1.0050	0.9920
<i>NG</i>	200	102	423	447	1522	539
<i>GO</i> using the tournament method						
%THD	0.9760	1.0010	0.9980	1.0050	0.9940	0.9950
<i>NG</i>	60	95	289	603	81	209

while other parameters are fixed as follows: *NC* = 40, *CM* = scattered crossover, *PCM* = 0.8, *MM* = Gaussian mutation and *PMM* = no need *PMM* for Gaussian mutation. *NC* value is given from Section 4.2.1. The testing results are given in Table 2. It shows that the roulette method provides the minimum %*THD*_{averaged} (0.9870%). Moreover, this method also obtains the minimum *NG*_{averaged} equal to 183. It means that when GA uses the roulette method, the computation time is faster than stochastic uniform and tournament methods. Therefore, the roulette method is selected for APF design in this paper. Note that %*THD*_{averaged} and *NG*_{averaged} for all testing can be calculated by using Eq. (5) and (6), respectively.

4.2.3 *CM* and *PCM* selections

There are three *CM*s of GA in this testing. These are single-point crossover, double-point crossover, and scattered crossover. The results by using these three different methods with fixed other parameters (*NC* = 40 from Section 4.2.1, *GO* = roulette method from Section 4.2.2, *PCM* = 0.8, *MM* = Gaussian mutation and *PMM* = no need *PMM* for Gaussian mutation) are shown in Table 3. The results show that the single-point crossover can provide the minimum %*THD*_{averaged} equal to 0.9836% with the minimum *NG*_{averaged} equal to 57 generations.

For the *PCM* selection, we will vary this value from 0.1 to 1 with fixed other parameters (*NC* = 40 from Section 4.2.1, *GO* = roulette method from Section 4.2.2, *CM* = single-point crossover from

Section 4.2.3, MM = Gaussian mutation and PMM = no need PMM for Gaussian mutation). The testing results are given in Table 4. It shows that the single-point crossover with PCM equal to 0.7 obtains the

answer ($\%THD_{averaged} = 0.9890\%$ and $NG_{averaged} = 77$ generations). Hence, the single-point crossover with PCM equal to 0.7 is selected for the APF design.

Table 3 CM testing results

testing CM	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	Averaged value
CM using the single-point						
$\%THD$	0.9916	0.9727	0.9832	0.9698	1.0009	0.9836
NG	54	29	29	119	52	57
CM using the double-point						
$\%THD$	0.9670	0.9830	0.9760	0.9960	0.9950	0.9840
NG	81	222	89	60	275	145
CM using the scattered						
$\%THD$	0.9930	0.9800	0.9760	0.9960	0.9946	0.9879
NG	821	199	278	262	223	357

Table 4 PCM testing results

testing PCM values	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	Averaged value
$PCM = 0.1$						
$\%THD$	0.9790	1.0090	0.9840	0.9945	1.0000	0.9933
NG	378	271	337	72	93	230
$PCM = 0.2$						
$\%THD$	1.0060	0.9810	1.0030	1.0070	1.0090	1.0012
NG	237	116	137	618	188	259
$PCM = 0.3$						
$\%THD$	0.9860	0.9925	0.9866	1.0060	0.9951	0.9972
NG	112	84	146	68	156	113
$PCM = 0.4$						
$\%THD$	1.0040	1.0060	1.0030	1.0070	1.0070	1.0054
NG	45	109	96	364	177	158
$PCM = 0.5$						
$\%THD$	0.9709	0.9935	1.0050	0.9954	1.0030	0.9935
NG	72	75	76	74	658	191
$PCM = 0.6$						
$\%THD$	1.0050	1.0070	1.0040	1.0080	1.0090	1.0066
NG	43	56	56	81	165	96
$PCM = 0.7$						
$\%THD$	0.9350	0.9900	1.0040	1.0070	1.0090	0.9890
NG	54	29	29	134	138	77
$PCM = 0.8$						
$\%THD$	1.0030	1.0070	1.0080	1.0130	1.0050	1.0072
NG	41	63	59	1016	711	378
$PCM = 0.9$						
$\%THD$	1.0080	0.9880	0.9868	0.9829	0.9897	0.9910
NG	76	68	65	665	106	196
$PCM = 1.0$						
$\%THD$	1.0630	1.3270	1.0630	2.4260	1.115	1.3988
NG	500	500	505	507	504	503

Table 5 *MM* testing results

testing <i>MM</i>	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	Averaged value
<i>MM</i> using the uniform						
%THD	0.9840	1.0090	0.9710	0.9920	1.0100	0.9930
<i>NG</i>	338	244	144	91	212	206
<i>MM</i> using the Gaussian						
%THD	1.0020	0.9810	0.9989	1.0020	0.9948	0.9901
<i>NG</i>	765	171	86	163	315	391

Table 6 *PMM* testing results

testing <i>PMM</i> values	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th	Averaged value
<i>PMM</i> = 0.01						
%THD	0.9980	1.0090	0.9828	0.9824	1.0380	1.0020
<i>NG</i>	505	1151	133	383	2252	885
<i>PMM</i> = 0.02						
%THD	0.9980	0.9693	1.0000	1.0570	1.0500	1.0148
<i>NG</i>	85	140	270	842	979	463
<i>PMM</i> = 0.03						
%THD	1.0070	1.0030	0.9978	1.0060	0.9965	1.0020
<i>NG</i>	392	630	447	183	120	354
<i>PMM</i> = 0.04						
%THD	0.9986	0.9932	1.0090	1.0040	0.9499	0.9909
<i>NG</i>	69	98	282	91	436	195
<i>PMM</i> = 0.05						
%THD	1.0010	1.0070	0.9900	0.9680	1.0090	0.9950
<i>NG</i>	94	220	274	468	571	325
<i>PMM</i> = 0.06						
%THD	0.9950	0.9850	1.0060	0.9711	0.9683	0.9850
<i>NG</i>	77	158	99	98	99	106
<i>PMM</i> = 0.07						
%THD	1.0080	1.0090	0.9864	1.0060	0.9929	1.0004
<i>NG</i>	157	82	335	510	108	238
<i>PMM</i> = 0.08						
%THD	0.9620	0.9930	1.0080	1.0180	1.0020	0.9966
<i>NG</i>	211	167	463	1219	76	427
<i>PMM</i> = 0.09						
%THD	0.9850	0.9730	0.9997	1.0090	0.9776	0.9886
<i>NG</i>	155	164	131	81	228	152
<i>PMM</i> = 0.10						
%THD	1.0070	0.9790	0.9884	1.0020	1.0010	0.9954
<i>NG</i>	301	103	116	277	61	172

4.2.4 *MM* and *PMM* selections

There are two *MMs* of GA in this testing; uniform mutation and Gaussian mutation, with fixed other parameters (*NC* = 40 from Section 4.2.1, *GO* = roulette method from Section 4.2.2, *CM* = single-point crossover with *PCM* = 0.7 from Section 4.2.3, *PMM* = 0.01 for only uniform mutation). The results

for this testing are shown in Table 5. It shows that *%THD_{averaged}* from two different *MMs* is nearly the same. Therefore, *NG_{averaged}* becomes more significant than *%THD_{averaged}* for this case. It can be seen from the results that although the uniform mutation provide the slightly greater *%THD_{averaged}* compared with Gaussian mutation, it can obtain

significantly the minimum $NG_{averaged}$.

From the previous testing, the uniform mutation is selected. Therefore, the PMM selection needs to be considered. We will vary the PMM value of the uniform mutation from 0.01 to 0.1 with fixed other parameters ($NC = 40$ from Section 4.2.1, $GO =$ roulette method from Section 4.2.2, $CM =$ single-point crossover with $PCM = 0.7$ from Section 4.2.3, $MM =$ uniform mutation from Section 4.2.4). The testing results are given in Table 6. It shows that the uniform mutation with PMM equal to 0.06 obtains the best answer ($\%THD_{averaged} = 0.9850\%$ and $NG_{averaged} = 106$ generations). As a result, the uniform mutation with PMM equal to 0.06 is selected for the APF design.

To conclude from all testing, the GA parameters for APF design in the paper are summarized as follows:

- NC equal to 40 chromosomes
- GO using the roulette method
- CM using the single-point crossover with PCM equal to 0.7
- MM using the uniform mutation with PMM equal to 0.06

The APF design using GA with the parameters from this section is described in Section 4.3 and the results is given in Section 5.

4.3 The APF design using GA

In section 2, the APF is controlled by using hysteresis method. In this paper, the GA is applied to determine the appropriate APF parameters. The parameters for searching are DC bus voltage (V_{dc}), the inductor filter (L_f), and the hysteresis band (HB). The block diagram to explain how to search the parameters of APF using GA method is depicted in Fig. 4. It can be seen in Fig.4 that GA will search the APF parameters in which $\%THD$ of the compensated current on supply side is defined as the cost value for GA tuning. This value can be determined from the objective function as shown in Fig. 4. The GA will try to search the best APF parameters to achieve the minimum $\%THD$ also following on the IEEE std. 519-1992.

According to Fig. 4, the steps of searching APF parameters by using GA are as follows:

Step 1: Define the boundary of parameters. In this paper, the upper and lower limits of V_{dc} , L_f , and HB are set to 312-700 V, 0-10 H, and 0-0.02 A, respectively.

Step 2: Define the population encoding scheme for GA. In this paper, the chromosomes for the population encoding scheme are set to be the real

value [12].

Step 3: Set the population size equals to 40 chromosomes.

Step 4: Define the initial population by random within the search space of parameters.

Step 5: Define the maximum number of generation for searching, here is set to 1000.

Step 6: Define the selection process, here set to roulette. The uniform mutation (probability = 0.06), the single-point crossover (probability = 0.7), and the whole population replacement are selected.

Note that the more details of GA can be found in [12].

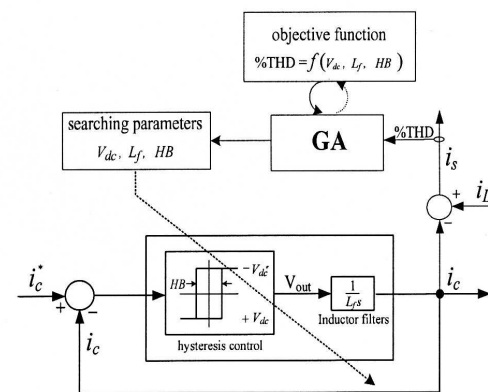


Fig.4 The GA approach for APF design

The system in Fig.1 is operated with APF controlled by hysteresis method. The APF parameters are designed by using GA. The objective of GA method is to minimize $\%THD$ of compensated currents and this value has to follow on IEEE std. 519-1992. The GA can search the APF parameters to achieve smaller $\%THD$ for each round of searching as shown in Fig.5. In this paper, the maximum number of generation is set to 1000 in which GA can provide the $\%THD$ equal to 0.9885%. In Fig.5, it can be seen that $\%THD$ is equal to 0.9940% during generation = 439-519. This is as the local solution for this problem. However, GA can escape the local solution to achieve the better $\%THD$ (0.9885%). The parameter values of APF from GA search compared with Ingram and Round method are given in Table 7. In addition, the results in Fig.5 also show the convergence of GA for this problem.

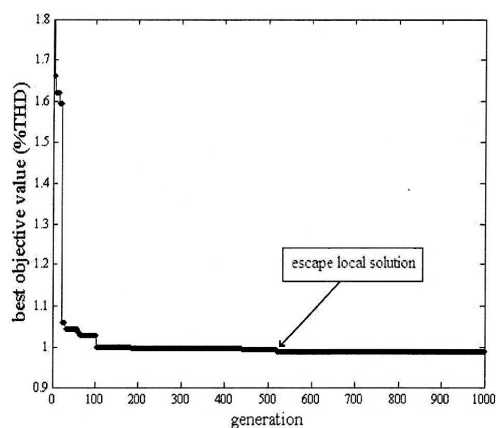


Fig.5 The convergence of %THD

5 Simulation results and discussion

The simulation results of the system in Fig.1 with the APF parameters from GA searching are depicted in Fig.6. The compensating current from APF (i_{ca}) injects into the system at $t=0.04$ s. It can be seen that the source current after compensation (i_{sa}) is nearly sinusoidal waveform. %THD of this current is equal to 0.9885% that is satisfied under IEEE Std. 519-1992, while %THD before compensation is 25.45%.

The simulation results for Ingram and Round method are illustrated in Fig.7. From Fig.7, the source current after compensation is nearly sinusoidal waveform the same as the results in Fig.6. However, %THD for this method is 1.5019% that is greater than the one from GA method (0.9885%). Hence, GA method can provide the smaller %THD compared with Ingram and Round method. The results show that GA approach is very useful and more convenient for APF design.

Table 7 The comparison between GA method and Ingram and Round method

APF parameters	APF design method	
	GA	Ingram and Round
V_{dc} (V)	620	600
L_f (H)	0.39	0.50
HB (A)	0.00043	0.0088
%THD before compensation	25.45 %	
%THD after compensation	0.9885 %	1.5019 %

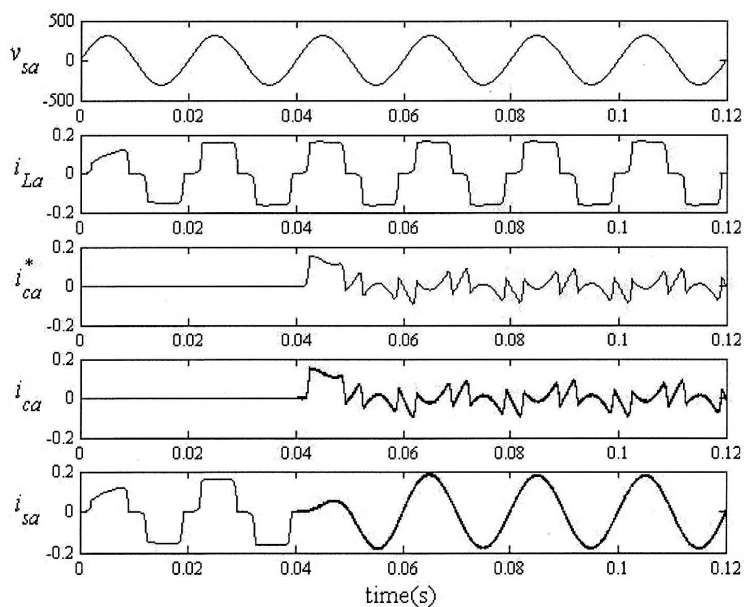


Fig.6 The simulation results for GA method

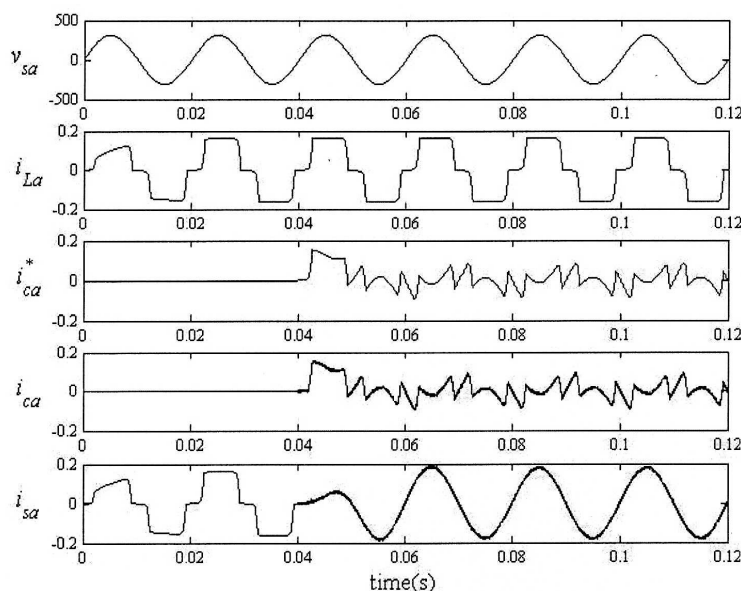


Fig.7 The simulation results for Ingram and Round method

There are many researches for the harmonic mitigation approaches using artificial intelligent (AI) such as genetic algorithm (GA) [13], adaptive linear neural network (ADALINE) [14], and fuzzy logic [15]. Therefore, for the future work, AI techniques will be applied to obtain the better results for harmonic elimination compared with the reported method in this paper.

6 Conclusion

This paper presents the application of GA for the design of APF controlled by hysteresis method. The results confirm that GA can provide the minimum %THD of the source current after compensation. In addition, %THD is also satisfied under IEEE Std. 519-1992. Moreover, the mathematical model of APF is not necessary for GA approach. Hence, the GA approach for APF design is very useful and flexible.

Acknowledgement

Research support from Office of the National Research Council of Thailand and Suranaree University of Technology are greatly acknowledged and the authors would like to thank Assistant Professor Dr. Atit Srikaew and Dr. Kongpan Areerak, lecturer in the School of Electrical Engineering,

Suranaree University of Technology, for his kind suggestion of this paper.

References:

- [1] IEEE Std. 519-1992, IEEE Recommended practices and requirement for harmonic control in electrical power system.
- [2] Zhuo F., Yang J., Hu J., and Wang Z., Study on Active Power Filter used in Three-Phase Four Wire System, *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, vol.3, 2000, pp. 1037-1040
- [3] Peng F. Z. and Lai J-S, Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power system, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.45, no.1, 1996, pp. 293-297
- [4] Zeng J., Yu C., Qi Q., Yan Z., Ni Y., Zhang B.L., Chen S., and Wu F. F., A Novel Hysteresis Current Control for Active Power Filter with Constant Frequency, *Electric Power Systems Research* 68, 2004, pp.75- 82
- [5] Narongrit T., Areerak K-L. and Srikaew A. Design of an Active Power Filter using Adaptive Tabu Search, *Proceedings of the 8th WSEAS Int. Conf. on Artificial Intelligence.*, 2009, pp.314-318
- [6] Kennedy J. and Eberhart R., Particle Swarm Optimization, In *Proceedings IEEE Internatio-*

- nal Conference on Neural Networks Australia*, vol 4, 1995, pp. 1942-1948
- [7] Cupertino F., Marinelli M. Zanchetta P. and Sumner M., Modelling and Design of Shunt Active Power Filters using Genetic Algorithms, *EPE*, 2005 ,pp.1-9
 - [8] Ingram D.M.E. and Round S. D., A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter", *IEEE Transaction*, 1997, pp. 744-749
 - [9] Benchaita L., Saadate S. and Nia A.S., A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation, *IEEE Trans.*, Vol. 14, No. 2, 1999, pp.642-647
 - [10] Tsang K.M. and Chan W.L., Design of single- phase active power filter using analogue cascade controller, *IEE*, Vol.153, No. 5 2006, pp. 735-741
 - [11] Wright A. H., Foundations of Genetic Algorithms, *chapter Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization*, 1991, pp. 205-218.
 - [12] Man, K.F. Tang, K.S. and Kwong S., Genetic algorithms: concepts and applications [in engineering design], *IEEE Transactions, Industrial Electronics*, vol: 43, 1996, pp. 519-534
 - [13] S.G. Seifossadat, M. Razzaz, M. Moghaddasian and M. Monadi, Harmonic Estimation in Power Systems Using Adaptive Perceptrons Based on a Genetic Algorithm, *WSEAS Transactions on Power Systems*, Vol. 2, Issue 11, 2007, pp.239-244.
 - [14] Y. Han, Mansoor, G. Yao, L-D. Zhon and C. Chen, Harmonic Mitigation of Residential Distribution System using a Novel Hybrid Active Power Filter, *WSEAS Transactions on Power Systems*, Vol. 2, Issue 12, 2007, pp.255-260.
 - [15] A. Ghasemi, S.S. Mortazavi and R. Kianinezhad, Fuzzy Logic Controlled Adaptive Active Power Filter for Harmonics Minimization and Reactive Power Compensation under Fast Load Variation, *WSEAS Transactions on Power Systems*, Vol. 3, Issue 5, 2008, pp.300-309.

ประวัติผู้เขียน

นายทศพร ณรงค์ฤทธิ์ เกิดเมื่อวันที่ 5 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2528 เกิดที่อำเภอเมือง จังหวัด นครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต เกียรตินิยมอันดับสอง (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปี พ.ศ. 2551 และในปีเดียวกันได้เข้า ศึกษาต่อระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะที่ศึกษาได้รับทุนการศึกษาสำหรับผู้มีศักยภาพเข้าศึกษาระดับ บัณฑิตศึกษาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และทุนสนับสนุนการวิจัยจากสำนักงาน คณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.)

